nº 17/18
dezembro 1987/
janeiro 1988

elektor eletrônica

edição dupla
Cz$ 300,00

- Analisador de espectro para áudio
- Lasers de potência
- 13 páginas de idéias para micros
- Os visores de cristal líquido
- Detector de metais
- Fontes chaveadas x lineares
- Prefixo automático em morse
- Áudio controlado pelo toque

PhegasuS xt

O computador que escreve...

Agora existe um PC-XT que além de possuir todas as vantagens dos PC-XT, soluciona todos seus problemas de uma forma compacta, veja:

- No mesmo gabinete você dispõe;
- Um monitor Monocromático 9"
- 3 Leitores de Disco (dois Floppy mais um Hard)
- CPU com 640 KBYTES
- Color Graphics e Multi I/O
- 5 Slots livres para suas expansões, e de quebra,
- Uma impressora gráfica de 80 colunas, 100 CPS.

O Phegasus ainda permite ligar outros monitores e/ou impressora externos.

Transportável para qualquer lugar, o Phegasus, possui como acessórios:

- Um carrinho industrial ou uso médico
- Uma "Case"
- Sacola de nylon
- No Break.

Acoplado a uma interface o Phegasus vira um PC-TELEX, pois sua impressora trabalha com formulário contínuo, papel ofício e rolo de telex.

Não importa o uso para o qual se destina.

O Phegasus é um puro sangue que vence qualquer páreo...

Phegasus, mais um produto com a qualidade ATS.

ATS Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Mercado 57
Serviço de placas 59
Selektor 100
Teletipo 108
Índice Geral de 1987 110
Correio 113
Mini-anúncios 114

TECNOLOGIA

Toda a potência do laser excimer 17
Conheça este novíssimo tipo de laser, capaz de atuar em fusão nuclear, produção de semicondutores e cirurgias

Introdução às fontes CC 24
Os fundamentos das fontes lineares e suas desvantagens frente aos tipos chaveados

Os visores de cristal líquido 80
Tudo sobre os LCDs, num dos mais completos artigos já publicados no Brasil

A evolução dos discos compactos a laser 100
Do "simples" CD de áudio ao CD-V, CD-I e CD-ROM – os novos meios de armazenagem de dados, imagens e sons

Anatomia do laser – II: CO_2 104
Prosseguindo com a série iniciada no número anterior, estamos abordando agora o laser de gás carbônico

MONTAGENS

Analisador de espectro em tempo real 9
Parceiro ideal dos equalizadores, este projeto tem nível para figurar até mesmo em laboratórios de áudio

Mini-percussão – conclusão 21
Terceira e última etapa da série, abordando um exemplo de sistema percussivo e suas interligaões

Um prático detector de metais 29
Mesmo com um circuito relativamente simples e fácil de montar, esse detector apresenta uma excelente sensibilidade

Controle pelo toque em áudio 34
Monte em conjunto ou separadamente uma série de placas que permitem pré-amplificar e tratar sinais pelo toque dos dedos

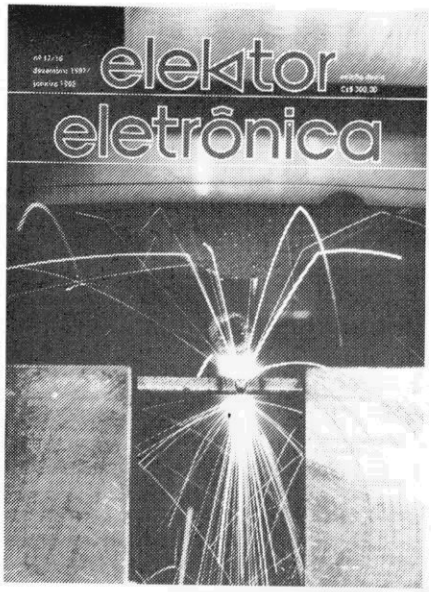
Prefixo automático em morse 48
Excelente acréscimo para todo *shack* de radioamador, este circuito gera automaticamente qualquer prefixo, em intervalos programáveis

Idéias 67
Doze circuitos e dicas da área de informática, especialmente para quem deseja incrementar seu micro

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Anodização caseira do alumínio 55
Alguns compostos químicos de fácil obtenção, um recipiente adequado e uma placa de chumbo permitem que você mesmo dê um acabamento diferente aos painéis de seus projetos

Filtros: teoria e prática – 2ª parte 92
Todas as redes de filtragem vistas na primeira parte, agora em seu aspecto "real"



Aqui estamos nós com mais uma edição especial de fim de ano. E com mais uma coletânea de artigos sensacionais, especialmente selecionados para esta ocasião. Nossa capa, para começar, ilustra um laser industrial perfurando uma chapa de aço – o que nos remete de imediato a dois artigos sobre o assunto, tratando de lasers capazes dessa e de outras proezas. Mas o restante também não fica atrás: o áudio, como sempre, está muito bem representado; a informática, embora sem montagens de porte, marca presença através de 13 páginas de idéias simples e eficientes; a parte informativa está variada e atual como sempre, falando de fontes chaveadas, visores LCD e discos compactos. Elektor de final de ano é isso: atividade e informação em dobro, com o mesmo nível elevado das edições normais.

elektor

elektor eletrônica *Elektor – edição Brasileira*

Ano II, Número 17/18
Dezembro/87 – Janeiro/88

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar
CEP 04088 — S. Paulo — (011) 240-6660 — 531-2314

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente)
Eduardo Correia dos Santos

Assinaturas: Marli Mantovani e Maria Anita de Lima

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. S. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição GAZETA MERCANTIL

Fotolito MPA

Impressão DCI Indústria Gráfica S.A.

Distribuição FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros.
Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 k Ω /V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Analisador de espectro em tempo real

1ª parte

Todos os que levam o áudio a sério sabem, ao menos superficialmente, o que é um analisador de espectro. Ele define quais são as frequências presentes em um sinal de áudio e em que intensidades, dividindo-o nas chamadas bandas harmônicas. O termo "tempo real" significa que toda a faixa de frequências pode ser observada simultaneamente, garantindo medições rápidas e bastante precisas

Este não é certamente um instrumento de uso diário; a complexidade do circuito e o alto custo dos modelos profissionais fazem do analisador de espectro um aparelho para especialistas, de uso exclusivo em laboratórios de áudio e acústica. Esta nossa versão, embora ainda razoavelmente complexa e dispendiosa, poderá tornar o analisador acessível a audiófilos, técnicos e músicos em geral, sem pesar tanto no orçamento. Ajudaram bastante nessa simplificação, aliás, dois CIs multiplexadores e um visor de 330 LEDs, que substituiu o caro e tradicional TRC dos aparelhos comerciais.

A relativa simplicidade não lhe roubou, porém, a precisão e as características exigidas em aplicações profissionais, tal como o visor de 1/3 de oitava e recursos sofisticados. Seus componentes deverão ser encontrados com facilidade suficiente para não atrapalhar os planos dos montadores locais — com a possível exceção de resistores e capacitores de precisão, essenciais para que o projeto seja bem sucedido, ao menos na versão apresentada. Aqui, porém, a criatividade brasileira po-

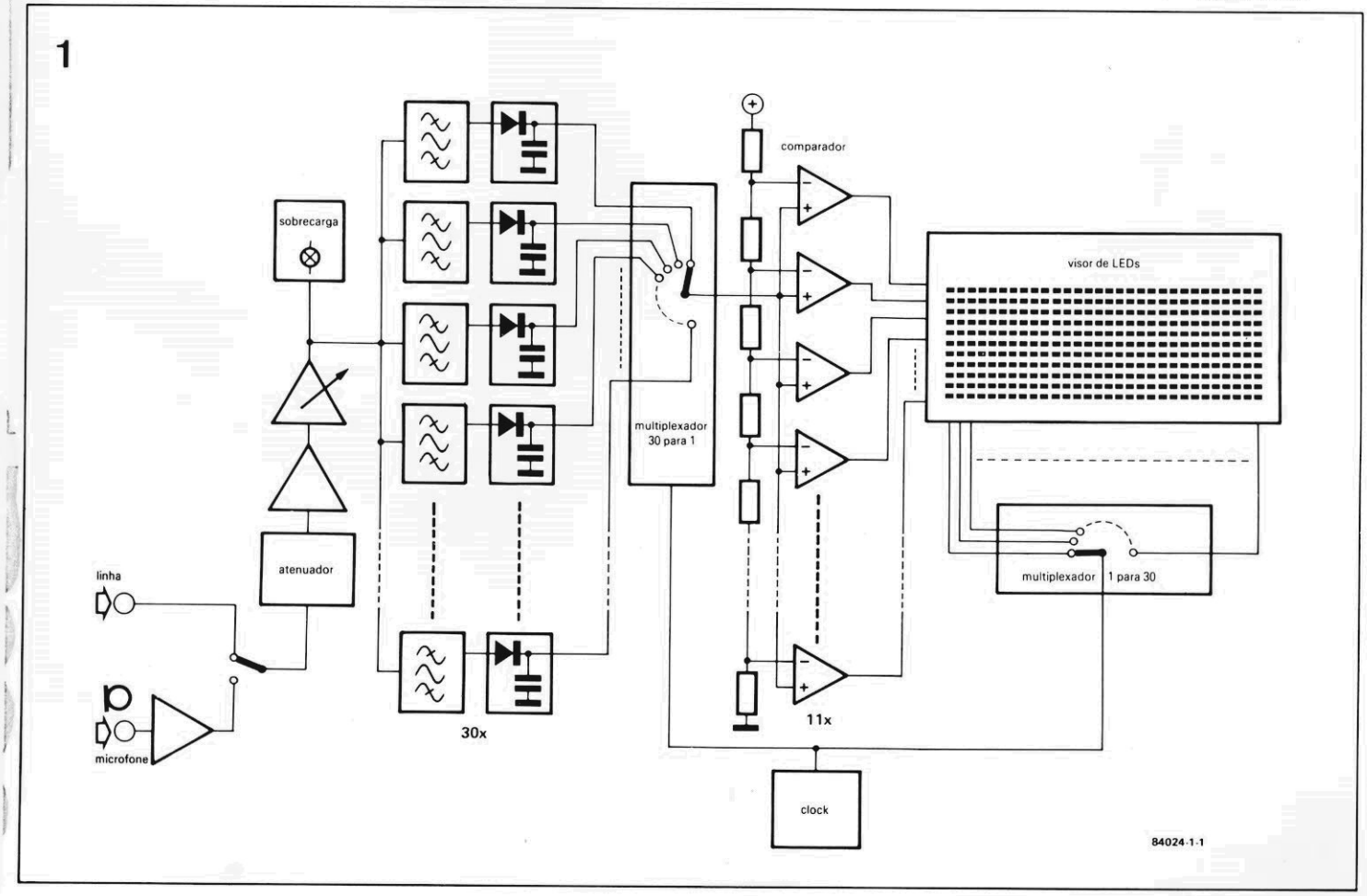


figura 1 — Diagrama de blocos simplificado do analisador, mostrando somente uma parte dos 30 filtros passa-faixa e seus retificadores.

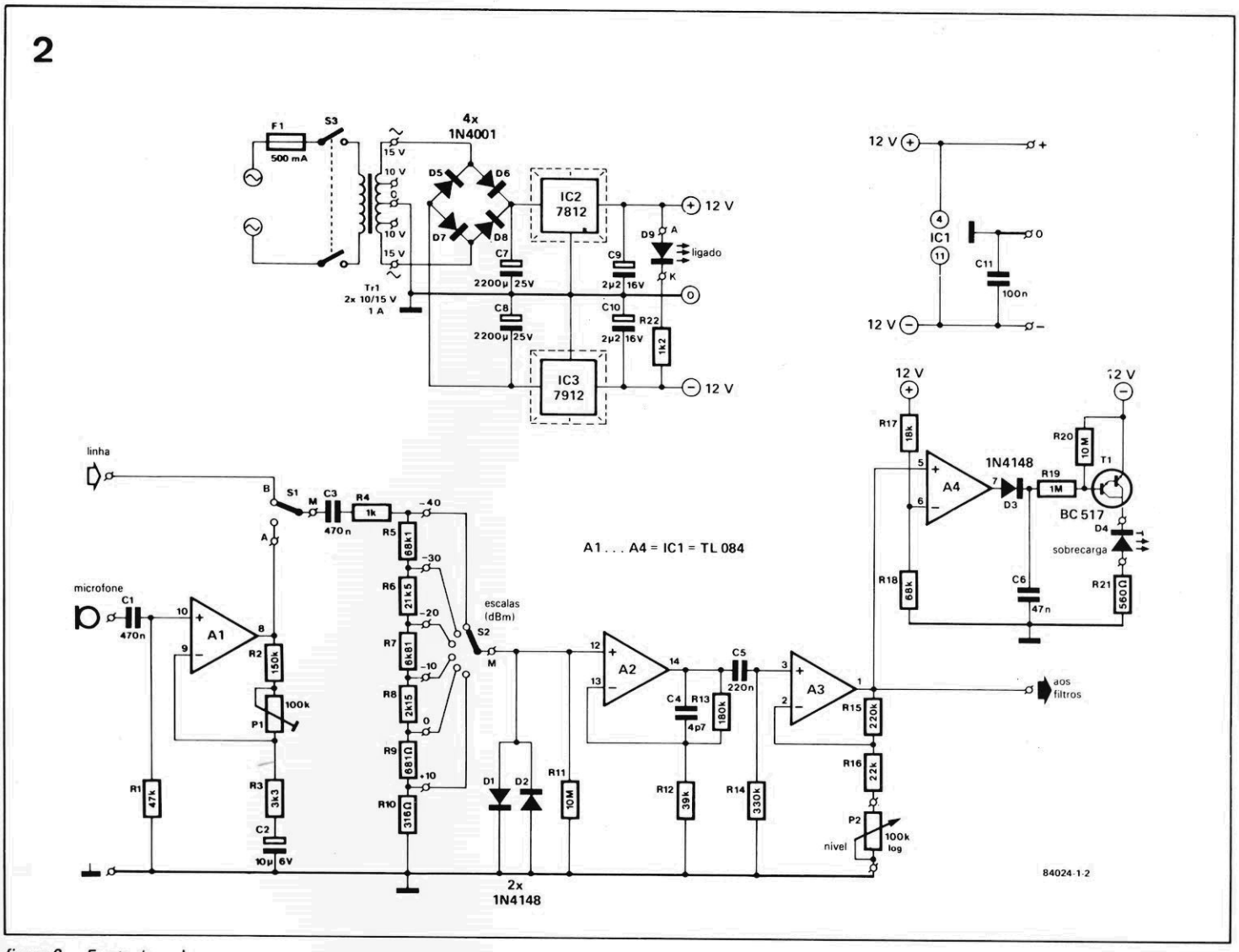


figura 2 — Fonte de alimentação e circuito de entrada, onde os sinais são levados a um nível adequado, antes de passarem aos filtros.

derá ajudar bastante, seja na obtenção dos componentes mais difíceis, seja na adaptação do projeto.

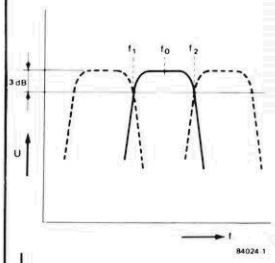
Queremos apenas adiantar, antes de prosseguir, que esta não é uma montagem apropriada para pessoas com pouca prática em soldagem e confecção de circuitos eletrônicos, embora sejam fornecidas todas as placas impressas e a utilização em si não tenha segredos. Assim, caso você não se sinta suficientemente habilitado, é melhor pedir ajuda a um técnico ou hobista com experiência. Nesta primeira etapa veremos o circuito de entrada do analisador, a fonte de alimentação e os filtros propriamente ditos; na segunda será a vez do visor de LEDs e na última fecharemos o assunto com um gerador de ruído rosa e as informações gerais de montagem.

Fundamentos e aplicações

Como dissemos na introdução, o analisador em tempo real é um instrumento especialmente concebido para realizar medições na faixa das frequências audíveis, entre 20 Hz e 20 kHz, aproximadamente. O espectro de áudio é dividido em 30 bandas de frequência por esse analisador, cada uma delas com uma largura de 1/3 de oitava; a frequência central da menor banda é de 25 Hz, ao passo que a da maior é de 20 kHz. O visor encarrega-se de exibir a intensidade do sinal de cada uma dessas bandas, separadamente.

O analisador em tempo real poderia ser comparado ao analisador de espectro convencional, apesar de trabalharem de modo diverso. Ambos fornecem uma análise acurada da frequência, mas o primeiro examina o sinal de forma completa e imediata. O analisador de espectro comum, ao contrário, costuma empregar um filtro de varredura, através do qual toda a faixa de frequências é percorrida em sequência; o sinal a ser analisado precisa ser constante, então, por um determinado período de tempo. O analisador em tempo real não exibe esse inconveniente, já que as harmônicas são visualizadas de uma só vez.

Quais as utilidades de um analisador desses ? Bem, todos sabemos que a resposta em frequência é de suma importância em todos os elos da cadeia de áudio. Embora os amplificadores atuais sejam reconhecidamente lineares até os limites do espectro, ainda sobram os toca-discos, gravadores e alto-falantes para serem examinados. Nosso analisador exibe a "curva" específica de cada equipamento, graças ao gera-



3

A1 . . . A4 = IC1 = TL 084
A5 . . . A8 = IC2 = TL 084
A9 . . . A12 = IC3 = TL 084
A13 . . . A16 = IC4 = TL 084
A17 . . . A20 = IC5 = TL 084

84024-1-3

Filtros de 3ª harmônica

frequência central: f_o
pontos de −3 dB: f1 e f2
$f2/f1 = 2^{1/3}$
$f_o = f1f2$
Como f1 e f2 são simétricas em relação a f_o:
$f1 = f_o.2^{-1/6}$
$f2 = f_o.2^{1/6}$

As frequências de banda são definidas por:
$f_o = 10^{n/10}$ Hz,
onde
n = nº da banda
(n = 14...43)

por exemplo:
n = 14 — f_o = 25 Hz
n = 30 — f_o = 1000 Hz
n = 43 — f_o = 20 kHz

Como $2 = 10^{\log 2} = 10^{0,3}$, temos:

Para os pontos de transição:
$f1 \cong 10^{(n-0,5)/20}$
$f2 \cong 10^{n+0,5)/20}$
onde n = 14...43

Exemplo:
n = 30
$f_o = 10^{30/10} = 10^3$ = 1000Hz
$f1 = 10^{29,5/10} = 10^{2,95}$ = 891,25 Hz
$f2 = 10^{30,5/10} = 10^{3,05}$ = 1122,02 Hz

figura 3 — Conteúdo de uma das placas de filtragem, formado por oito dos 30 filtros necessários. Alguns estágios (A1, A2, A3 e A4) são empregados em duas faixas ao mesmo tempo.

dor de ruído rosa incorporado. Claro que tais medições também podem ser feitas pelo analisador convencional, mas no de tempo real os resultados são imediatamente visíveis na "tela" e os sinais de áudio (que não são periódicos) também podem ser analisados.

O analisador proposto pode também ser usado em conjunto com um equalizador gráfico de 1/3 de oitava, formando um sistema capaz de "sintonizar" uma instalação de áudio a qualquer local de audição. Os detalhes dessa aplicação em particular podem ser encontrados no artigo "Usando o equalizador", publicado na Elektor nº 4, de outubro de 1986. É óbvia a utilidade do analisador, nesse caso, a oficinas de manutenção e instalação de equipamentos sonoros.

Mas se você é um hobista ou um audiófilo, não precisará deixar seu instrumento guardado numa prateleira, esperando uma oportunidade de utilizá-lo. Enquanto ele não estiver sendo aplicado no estudo de aparelhos de áudio, nada impede que fique ligado ao seu *tape-deck* ou amplificador de potência, servindo como um super-VU. Por fim, não podemos esquecer a possbilidade de adotá-lo em análises da voz humana, tanto para "calibração" de auditórios ou teatros, como para tratamentos fonoaudiológicos.

Estrutura do sistema

Estamos agora entrando na parte prática do projeto, cujo diagrama de blocos pode ser visto na figura 1. Pode-se observar, de imediato, as duas entradas do circuito, sendo uma para sinais de linha e outra para acoplamento a microfones, permitindo medições acústicas. O amplificador de microfone tem a função de elevar esse sinal até o nível de linha. Em seguida temos um atenuador graduado

4

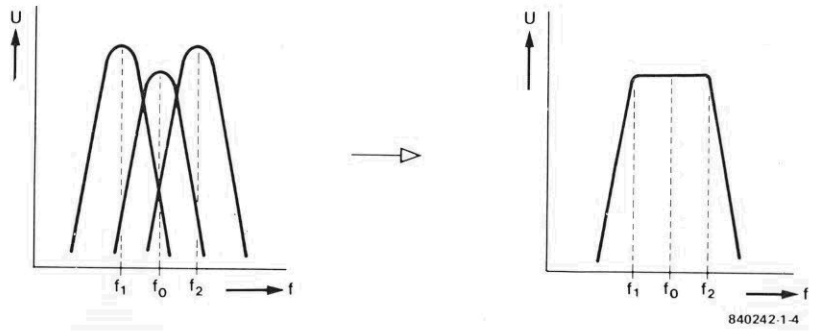


figura 4 — Esboço que mostra como um filtro é formado pela conexão em série de três bandas de filtragem. O resultado é um filtro bastante preciso, com um patamar plano.

5

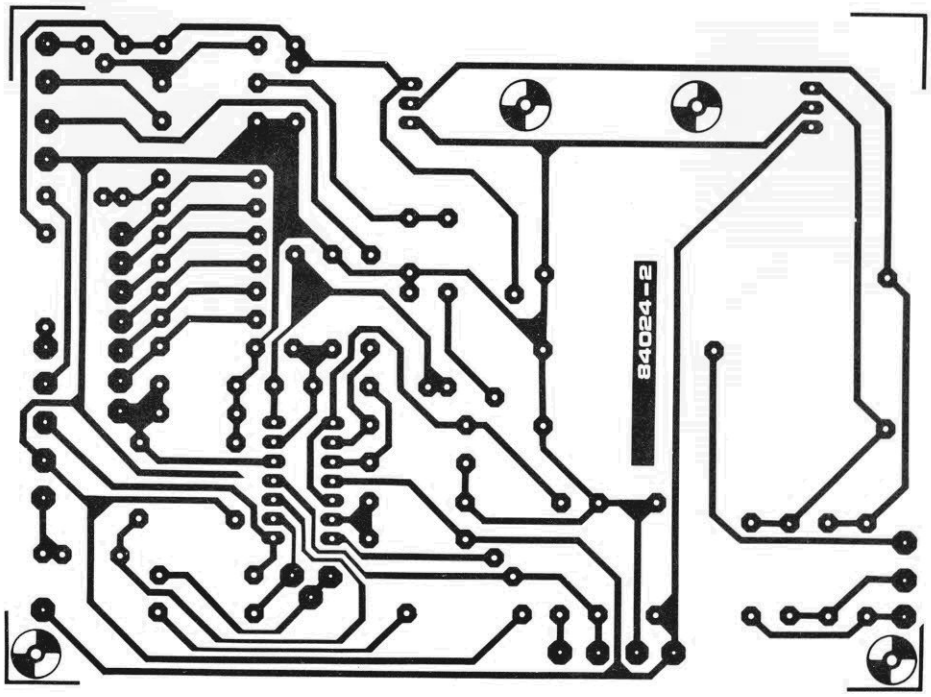


figura 5 — Traçado do cobre e disposição dos componentes para a placa de entrada e alimentação. Os reguladores devem ser montados sobre dissipadores.

em etapas de 10 dB e, após a necessária amplificação, o sinal de áudio é entregue aos 30 filtros de 1/3 de oitava, com frequência centrais de 25 Hz...20kHz. Cada filtro passa-banda é seguido por um retificador ativo de meia onda; as saídas dos retificadores vão então acopladas a um multiplexador 30 para 1, que por sua vez é ligado a um estágio comparador.

Esse estágio compara o sinal fornecido pelo multiplexador com uma série de tensões de referência, indo excitar as onze fileiras do visor. Como já sabemos, esse visor é composto por 330 LEDs, dispostos em 30 colunas de 11 linhas; as colunas são comutadas por meio de um multiplexador 1 para 30. Os dois multiplexadores estão conectados a um *clock* comum, que assegura a sincronia entre ambos e também que ambos percorram todas as 30 linhas. Quando o primeiro filtro está acoplado ao comparador, via multiplexador, o outro multiplexador ativa a primeira coluna de LEDs; no caso do segundo filtro, é acionada a segunda coluna e assim por diante.

O circuito inclui ainda alguns estágios extras que não aparecem no diagrama de blocos. Eles permitem, por exemplo, alterar a resolução do visor ou exibir diferentes indicações pelos LEDs, a fim de facilitar a vida do operador. Sem falar, é claro, no gerador de ruído rosa já mencionado. No todo, o digrama de blocos faz o circuito parecer bastante simples; na prática, isto é verdade, pois o grande número de componentes é que o torna aparentemente complexo.

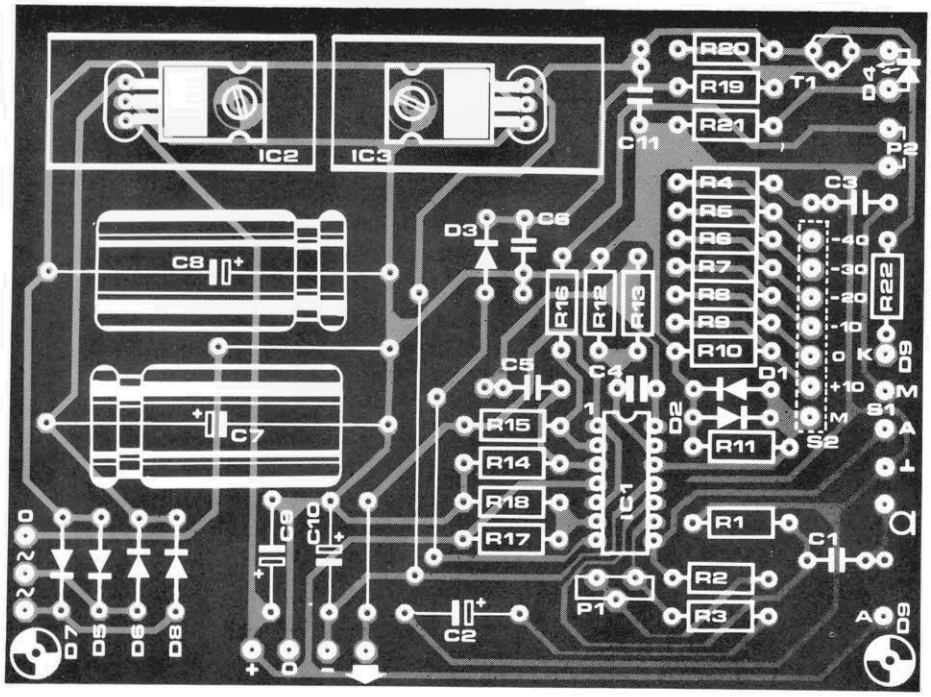
Passando aos esquemas

Esta primeira etapa irá se concentrar, como já dissemos, nos circuitos de entrada, alimentação e filtragem. Pois bem, o estágio de entrada do analisador aparece na figura 2; começando pela esquerda, vê-se as duas entradas do sistema (linha e microfone), selecionadas pela chave S1. O estágio baseado em A1 é um simples pré-amplificador para microfones, com uma impedância de entrada de 47 k, adequada à maioria deles. A amplificação pode ser variada entre 50 e 75 vezes, através de P1; ou, se desejado, pode ser também alterada escolhendo-se outro valor para R2 (a amplificação é definida pela fórmula A = (R2 + P1 + R3)/R3).

O atenuador baseia-se na chave S2 e nos resistores R5... R10, com 1% de tolerância. As escalas estão calibradas em dBm, onde 0 dBm corresponde a 775 mV RMS. Caso um microfone seja utilizado para captar um sinal, a tensão de saída de A1 deve ser ajustada por P1 de forma que um nível de 0 dBm seja fornecido pelo instrumento a 100 dB de SPL (nível de pressão sonora). A posição de -10 dB corresponderá então a um SPL de 90 dB, e assim por diante.

A entrada do operacional A2 está protegida contra tensões elevadas através dos diodos D1 e D2 e do resistor R4. Esse estágio foi implementado de forma a exibir uma amplificação ligeiramente inferior a 6 vezes. Logo a seguir vem um segundo estágio amplificdor, cujo ganho pode ser variado entre 3 e 11 vezes, por intermédio de P2.

Esse potenciômetro serve como um "ajuste variável", em combinação com o atenuador. De fato, com seu cursor totalmente girado no sentido de R16 (condição de amplificação máxima), ele torna válidos os valo-



analisador de espectro

Lista de componentes (entrada e alimentação)

Resistores
R1— 47 k
R2— 150 k
R3— 3,3 k
R4— 1k
R5— 68,1k—1%
R6—21,5 k—1%
R7 — 6,81 k — 1%
R8— 2,15k—1%
R9— 681 — 1%
R10 — 316 — 1%
R11,R20— 10 M
R12— 10 k
R13— 180 k
R14— 330 k
R15— 220 k
R16— 22 k
R17— 18 k
R18— 68 k
R19— 1 M
R21— 560
R22— 1,2 k
P1— trimpot de 100 k
P2— pot. log. de 100 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C3—470 nF
C2 — 10µF/16 V
C4— 4,7 pF
C5— 220 nF
C6— 47 nF
C7,C8— 2200µF/25 V
C9,C10— 2,2µF/16 V
C11— 100 nF

Semicondutores
D1...D3— 1N4148
D4—LED vermelho
D5...D8— 1N4001
D9— LED verde
T1— BC517 ou MPSA14
IC1— TL084
IC2— 7812
IC3— 7912

Diversos
F1— fusível de 0,5 A, com porta-fusíveis
S1— chave de 1 pólo, inversora
S2— chave de 1 pólo, 6 posições
S3— chave liga-desliga de 2 pólos
Tr1— trafo de 2x15 V/1 A, com derivações de 10 V
Placa nº84024—2
*Dissipadores para IC2 e IC3**

** veja texto*

6

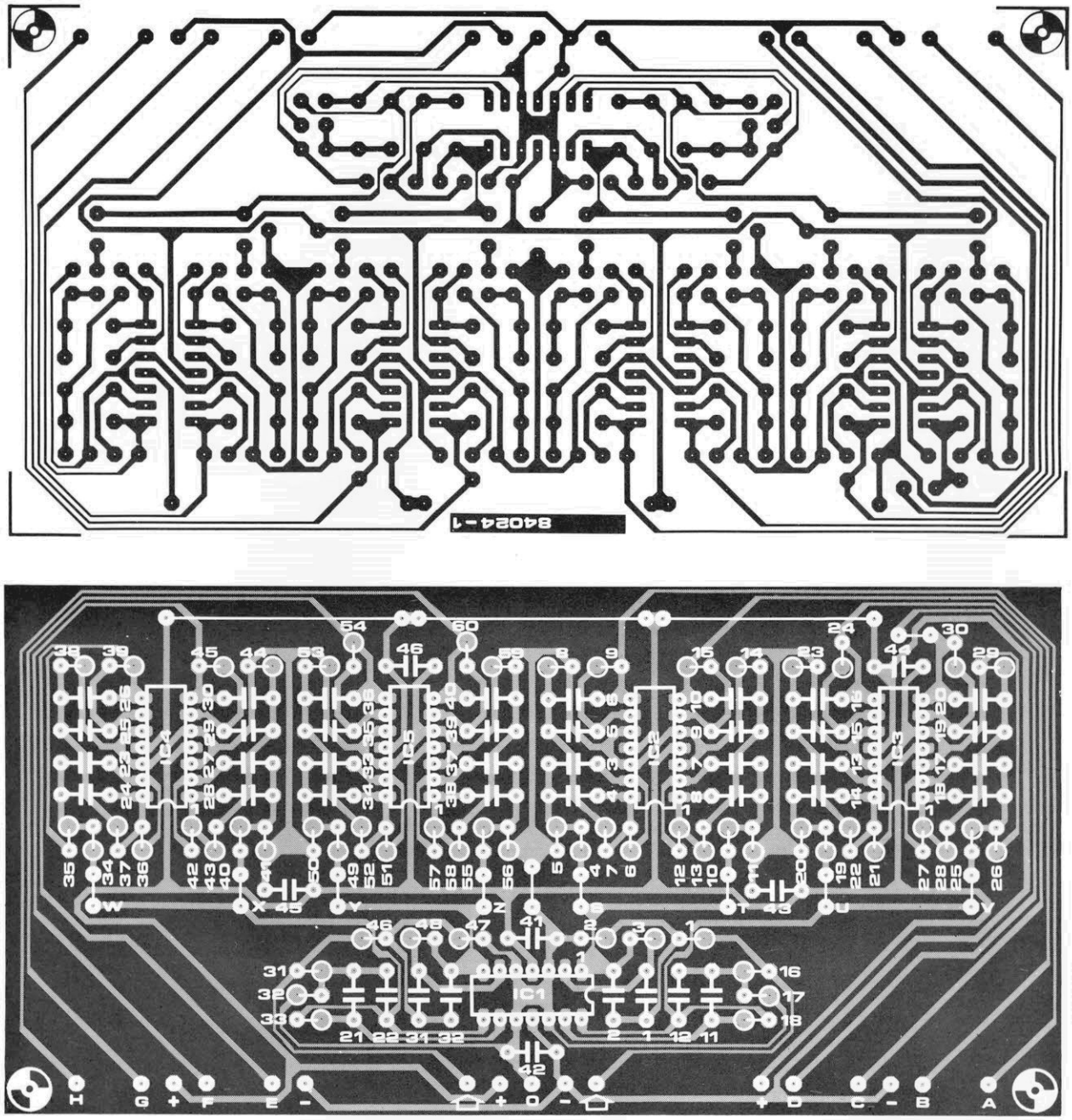


figura 6 — Placa básica dos filtros, em tamanho natural. Quatro delas são necessárias, ao todo, sendo três com oito estágios e uma com seis, perfazendo os 30 filtros necessários.

res calibrados no atenuador. É possível, então, variar continuamente o nível de entrada ao longo de uma faixa de 10 dB, a partir da posição selecionada de atenuação. Com os valores dados, o estágio de entrada completo é capaz de amplificar um sinal de 7,75 mV RMS (posição de -40 dBm), fornecendo uma saída de 0,5 V RMS, aproximadamente.

O operacional A3 está encarregado de excitar todos os 30 filtros, além de acionar um indicador de sobrecarga. Este pequeno estágio, baseado em A4 e T1, alerta através do LED D4 sempre que os amplificadores de entrada são excitados em demasia. Isto indica que é preciso reduzir o sinal de entrada ou então comutar o atenuador para uma posição de menor sensibilidade. Os componentes envolvidos consistem simplesmente em A4, que compara o sinal entregue por A3 com uma tensão de referência obtida a partir de R17 e R18. O sinal de saída do comparador é "ampliado" por D3 e C6, de modo a fazer o LED acender mesmo com pulsos breves de sobre-excitação.

A fonte de alimentação para uma parte do analisador foi alojada na placa do estágio de entrada e seu esquema aparece junto ao mesmo, na figura 2. Dois reguladores de tensão garantem uma alimentação simétrica estável de +12 e -12 V, com uma corrente de até 1 A. Esses dois reguladores devem receber, porém, um dissipador adequado; no protótipo foram adotados dois dissipadores de 17°C/W, nas dimensões de 35 x

17 x 13 mm. Repare também que o transformador deve possuir duas derivações de 10 V, a fim de fornecer tensão para uma fonte suplementar de +8 e -8 V, exclusiva para o visor de LEDs.

Os filtros

Um dos principais problemas de qualquer analisador em tempo real é o tipo de filtro exigido. Como as faixas são bastante estreitas e devem ficar muito próximas umas das outras, os filtros correspondentes devem ser tão precisos quanto possível. Por esse motivo são utilizados 3 operacionais em cada filtro; em tese,isso totalizaria 90 operacionais, mas foram reduzidos para 75 mediante um macete de projeto (como veremos a seguir). A quantidade começa a ficar mais razoável com a utilização de CIs contendo grupos de 4 operacionais.

Como todos os filtros têm a mesma estrutura, apenas alguns deles foram representados na figura 3 (oito, para sermos mais exatos, correspondentes ao total de uma placa). O estágio de filtragem exige 4 placas, sendo três com 8 filtros e uma com seis deles.

As notas incluídas na margem de uma das páginas deste artigo resumem a teoria por trás dos filtros empregados no analisador. Com uma frequência central de 1 kHz, por exemplo, os pontos de -3 dB do filtro relevante estão situados em 891 e 1122 Hz. O filtro seguinte exige uma frequência central de 1,26 kHz (arredondada para 1,25 kHz), com pontos de -3 dB em 1122 Hz e 1414 Hz; os demais seguem o mesmo esquema.

As normas internacionais para filtros de 1/3 de oitava, em equipamentos profissionais de medição, pedem que os pontos de -40 dB de um filtro de 1 kHz estejam situados em 552 Hz e 1,81 kHz — o que dá uma boa idéia da precisão necessária em tais filtros. Para que a operação seja condizente com o que se espera desse analisador, a precisão dos filtros é de vital importância — caso contrário, todo sinal com uma frequência de 1

TABELA 1 — Quadro dos componentes para todas as placas de filtros.

	placa I	placa II	placa III	placa IV
R1	76k8	26k7	42k2	66k5
R2	3k24	1k13	1k78	2k8
R3	215 k	75 k	118 k	187 k
C1,C2	220 n	100 n	10 n	1 n
R4	95k3	34 k	53k6	84k5
R5	4k02	1k43	2k26	3k57
R6	267 k	93k1	150 k	237 k
C3,C4	220 n	100 n	10 n	1 n
R7	118 k	41k2	66k5	105 k
R8	3k57	1k27	2 k	3k16
R9	237 k	82k5	130 k	210 k
C5,C6	220 n	100 n	10 n	1 n
R10	60k4	21 k	33k2	53k6
R11	2k55	887 Ω	1k4	2k21
R12	169 k	59 k	93k1	147 k
C7,C8	220 n	100 n	10 n	1 n
R13	95k3	32k7	52k3	82k5
R14	2k87	1 k	1k58	2k49
R15	187 k	66k5	105 k	165 k
C9,C10	220 n	100 n	10 n	1 n
R16	48k7	76k8	26k7	42k2
R17	2k05	3k24	1k13	1k78
R18	133 k	215 k	75 k	118 k
C11,C12	220 n	22 n	10 n	1 n
R19	60k4	95k3	34 k	53k6
R20	2k55	4k02	1k43	2k26
R21	169 k	267 k	93k1	150 k
C13,C14	220 n	22 n	10 n	1 n
R22	75 k	118 k	41k2	66k5
R23	2k26	3k57	1k27	2 k
R24	150 k	237 k	82k5	130 k
C15,C16	220 n	22 n	10 n	1 n
R25	38k3	60k4	21 k	33k2
R26	1k62	2k55	887 Ω	1k4
R27	107 k	169 k	59 k	93k1
C17,C18	220 n	22 n	10 n	1 n
R28	59 k	95k3	32k7	52k3
R29	1k82	2k87	1 k	1k58
R30	118 k	187 k	66k5	105 k
C19,C20	220 n	22 n	10 n	1 n
R31	66k5	48k7	76k8	26k7
R32	2k8	2k05	3k24	1k13
R33	187 k	133 k	215 k	75 k
C21,C22	100 n	22 n	2n2	1 n
R34	84k5	60k4	95k3	34 k
R35	3k57	2k55	4k02	1k43
R36	237 k	169 k	267 k	93k1
C23,C24	100 n	22 n	2n2	1 n
R37	105 k	75 k	118 k	41k2
R38	3k16	2k26	3k57	1k27
R39	210 k	150 k	237 k	82k5
C25,C26	100 n	22 n	2n2	1 n
R40	53k6	38k3	60k4	21 k
R41	2k21	1k62	2k55	887 Ω
R42	147 k	107 k	169 k	59 k
C27,C28	100 n	22 n	2n2	1 n
R43	82k5	59 k	95k3	32k7
R44	2k49	1k82	2k87	1 k
R45	165 k	118 k	187 k	66k5
C29,C30	100 n	22 n	2n2	1 n
R46	42k2	66k5	48k7	–
R47	1k78	2k8	2k05	–
R48	118 k	187 k	133 k	–
C31,C32	100 n	10 n	2n2	–
R49	53k6	84k5	60k4	–
R50	2k26	3k57	2k55	–
R51	150 k	237 k	169 k	–
C33,C34	100 n	10 n	2n2	–
R52	66k5	105 k	75 k	–
R53	2 k	3k16	2k26	–
R54	130 k	210 k	150 k	–
C35,C36	100 n	10 n	2n2	–
R55	33k2	53k6	38k3	–
R56	1k40	2k21	1k62	–
R57	93k1	147 k	107 k	–
C37,C38	100 n	10 n	2n2	–
R58	52k3	82k5	59 k	–
R59	1k58	2k49	1k82	–
R60	105 k	165 k	118 k	–
C39,C40	100 n	10 n	2n2	–
C41 . . . C46	100 n	100 n	100 n	100 n
IC1	TL 084	TL 084	TL 084	TL 084(¾)
IC2	TL 084	TL 084	TL 084	TL 084
IC3	TL 084	TL 084	TL 084	TL 084
IC4	TL 084	TL 084	TL 084	TL 084
IC5	TL 084	TL 084	TL 084	–
A→	25 Hz	160 Hz	1000 Hz	6300 Hz
B→	31 ½ Hz	200 Hz	1250 Hz	8000 Hz
C→	40 Hz	250 Hz	1600 Hz	10 000 Hz
D→	50 Hz	315 Hz	2000 Hz	12 500 Hz
E→	63 Hz	400 Hz	2500 Hz	16 000 Hz
F→	80 Hz	500 Hz	3150 Hz	20 000 Hz
G→	100 Hz	630 Hz	4000 Hz	–
H→	125 Hz	800 Hz	5000 Hz	–

Lista de componentes (placas dos filtros)

Resistores (todos de 1%)
3 x 887
3 x 1 k
3 x 1,13 k
3 X 1,27 k
3 x 1,4 k
3 x 1,43 k
3 x 1,58 k
3 x 1,62 k
3 x 1,78 k
3 x 1,82 k
3 x 2 k
3 x 2,05 k
3 x 2,21 k
3 x 2,26 k
3 x 2,49 k
3 x 2,55 k
3 x 2,8 k
3 x 2,87 k
3 x 3,16 k
3 x 3,24 k
6 x 3,57 k
3 x 4,02 k
3 x 21 k
3 x 26,7 k
3 x 32,4 k
3 x 33,2 k
3 x 34 k
3 x 38,3 k
3 x 41,2 k
3 x 42,2 k
3 x 48,7 k
3 x 52,3 k
6 x 53,6 k
6 x 59 k
6 x 60,4 k
9 x 66,5 k
6 x 75 k
3 x 76,8 k
6 x 82,5 k
3 x 84,5 k
6 x 93,1 k
6 x 95,3 k
6 x 105 k
3 x 107 k
9 x 118 k
3 x 130 k
3 x 133 k
3 x 147 k
6 x 150 k
3 x 165 k
6 x 169 k
6 x 187 k
3 x 210 k
3 x 215 k
6 x 237 k
3 x 267 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
20 x 220 nF—5%
30 x 100 nF—5%
20 x 22 nF — 5%
30 x 10 nF—2,5%
20x2,2nF—2,5%
30X1 nF—2,5%
24 x 100 nF

Semicondutores
19 x TL084

Diversos
Placa nº 84024-1
(4 unidades)

kHz terá essa harmônica representada não só na coluna de 1 kHz, mas também nas adjacentes. Entretanto, com três operacionais comuns e componentes passivos com 1% de tolerância pode-se satisfazer razoavelmente as especificações internacionais; por "razoável" entendemos filtros que atingem os pontos de -40 dB com apenas alguns decibéis de diferença.

Um dos filtros do esquema, por exemplo, é compostos pelos operacionais A1, A5 e A6, cada um deles implementado como um filtro passa-banda com realimentação múltipla. As três faixas de filtragem ficam ligeiramente deslocadas entre si, conforme ilustra a figura 4. Observe que um dos filtros está localizado exatamente sobre a frequência central (f_0 da terceira harmônica), ao passo que as frequências centrais dos outros dois ficam posicionadas nos pontos de transição (f1 e f2) dessa faixa de 3ª harmônica.

Escolhendo cuidadosamente o fator de mérito (Q) e a amplificação de cada filtro, é possível obter, no final, um filtro de faixa bastante estreita e topo extremamente plano. Em nosso caso, o fator Q de todos os filtros envolvidos é pouco maior que 4, enquanto a amplificação do filtro "central" é 1 e a dos "laterais", 1,4. Os cálculos resultantes para um filtro equivalente são bastante complexos, mesmo com a inevitável ajuda de um computador. Em princípio, uma implementação equivalente poderia fornecer precisão ainda maior, mas iria requerer também um fator Q ainda mais elevado — o que não é compatível com a utilização de operacionais comuns e relativamente baratos que desejamos.

Como o filtro lateral superior de uma banda é idêntico ao lateral inferior da seguinte, certos filtros podem fazer "jogo duplo", como se vê no esquema. Em outras palavras, A1 torna-se o filtro lateral superior da banda de A1, A5, A6 e o lateral inferior de A1, A7, A8; isto permite economizar 15 filtros de faixa, ao todo, em toda a gama de 30 filtros.

Montagem

Embora tenhamos abordado apenas uma parte do circuito do analisador, podemos já montar e testar alguma coisa; o teste das placas de filtragem, porém, terá que esperar até a próxima edição. Além disso, é conveniente não ligar ainda as chaves, os LEDs e outros componentes externos às placas, até que seja decidido o tipo de painel e gabinete a ser utilizado para o instrumento.

É bom reiterar também a importância de se ater o mais possível aos componentes sugeridos nas listas, não apenas quanto à qualidade, mas igualmente no tocante às tolerâncias. Embora na placa de entrada existam apenas alguns resistores de 1%, as placas dos filtros só utilizam resistores com essa tolerância. Sabemos que essa exigência causa uma série de problemas no Brasil, onde os componentes de precisão são escassos e caros. Uma solução de compromisso, então, poderia ser a de utilizar resistores de 1% onde possível e conciliar o restante com peças de 5% cuidadosamente selecionadas através de um ohmímetro. Existem até mesmo alguns macetes práticos para se obter resistores mais precisos, tal como limar ligeiramente sua superfície; como se sabe, a necessidade é a mãe das invenções.

Mas os capacitores, como se vê, também têm suas exigências. O projeto original pede tipos de polistireno, com 2,5% de tolerância, mas faz concessões nos valores acima de 10 nF, permitindo uma precisão de 5%. Aqui, novamente, a solução é apelar para o que existe na praça e selecionar o restante por meio de um capacímetro. Recomenda-se, por fim, que tanto os capacitores como os resistores de precisão sejam montados verticalmente nas placas. Os componentes usados nas placas de filtragem foram relacionados na tabela 1, placa por placa (lembrando que a placa IV não é totalmente preenchida).

Os integrados tipo TL084 devem ser facilmente localizados em nosso mercado, já que são encapsulados aqui pela Texas. Mas caso se deseje baratear um pouco mais o projeto, é possível trocas os CIs quádruplos das duas placas de filtros "inferiores" (ou seja, I e II) pelos tipos LM324; como os dois CIs são compatíveis pino a pino, a substituição pode ser feita sem qualquer problema. É uma boa idéia, enfim, numerar as placas dos filtros, para evitar confusão na hora das interligações — que já começarão no próximo número. Até lá. ◀

Pela sua capacidade de gerar fortíssimas rajadas de luz ultravioleta, o laser do tipo excimer está despertando grande interesse nas mais diversas áreas — da síntese química à fusão nuclear, da cirurgia ao processamento de semicondutores. Por trás de todo esse interesse está a possibilidade de controlar os estados químicos da matéria, alterando-a de modo seletivo.

Toda a potência do laser excimer

Dr. Malcolm C. Gower
Divisão Laser do Laboratório Rutherford Appleton
Chilton near Oxford, Grã-Bretanha

O tipo mais comum de laser excimer utiliza haletos de gases raros molecularmente diatômicos, tais como ArF, KrF, XeF ou XeCl. Em condições normais, sem qualquer excitação, os átomos dos gases raros (neônio, argônio, criptônio e xenônio) são inertes e não formam moléculas com facilidade. Mas se um elétron é extraído de um átomo, ionizando-o, ele pode se tornar extremamente reativo e dar origem a moléculas, particularmente com íons negativos halogêneos dos tipos F^-, Cl^-, Br^- e I^-, que exibem um elétron adicional agregado a eles.

As moléculas dos haletos de gases raros mantêm-se unidas por forças eletrostáticas, a exemplo de como são formadas as moléculas de haletos alcalinos (figura 1a). Mas, devido à sua natureza bastante efêmera, com tempos de vida de bilionésimos de segundo, após o que separam-se e emitem espontaneamente fótons na região do ultravioleta, essas moléculas não podem ser mantidas em recipientes; precisam, ao contrário, ser criadas *in situ*, no próprio tubo do laser. Isto costuma ser feito por descargas elétricas de alta tensão em misturas gasosas que contêm moléculas com halogêneos e átomos de gases raros (figura 1b).

Como as moléculas não excitadas dos haletos de gases raros — que formam o nível inferior do laser — são instáveis, existem pouquíssimas delas no tubo do laser, a qualquer instante. Mas quase todas as moléculas de haletos contidas no tubo ficam excitadas e possuem energia suficiente para extrações sob a forma de laser ultravioleta.

O comprimento de onda da luz laser é então determinado pelo tipo de molécula criada e pode ser selecionado pela simples mudança da mistura gasosa introduzida no tubo, conforme nos mostra a tabela 1, juntamente com as energias pulsadas fornecidas por típicos lasers excimer comerciais. Esses aparelhos são capazes de gerar rajadas de luz com a duração aproximada de 2×10^{-8} segundo, a um ritmo de até 500 vezes por segundo.

Fusão nuclear

Os laboratórios de pesquisa já produziram lasers do tipo excimer com potências bem maiores. Um laser de KrF, por exemplo, construído no Laboratório Nacional de Los Alamos, nos EUA, logo estará gerando 4 terawatts (4×10^{12} W) de luz ultra-

TABELA 1

gás	comprimento de onda (nm)	energia pulsada (mJ)
F_2	157	40
ArF	193	500
KrF	249	1000
XeF	351/353	500
KrCl	222	100
XeCl	308	500

tabela 1 — O comprimento de onda da luz produzida pelos lasers excimer depende do tipo de molécula criada. Ela pode ser selecionada pela simples substituição da mistura gasosa originalmente contida no tubo do laser. Aqui estão representadas as energias pulsadas obtidas com os principais tipos excimer comerciais.

violeta — uma potência várias vezes superior à capacidade combinada de todas as usinas elétricas existentes atualmente no mundo. O detalhe é que o laser libera tal energia durante 5 x 10^{-9} segundo, apenas.

Com o objetivo de implementar usinas de fusão nuclear ativadas por laser, capazes de produzir energia elétrica barata e sem poluição, lasers com essas potências estão sendo usados no estudo das reações causadas por sua luz coerente, quando ilumina, aquece e comprime a densidades elevadas várias microesferas de vidro contendo gás de deutério e ítrio.

Para obter mais energia de fusão dessas esferas do que lhes é entregue pelo laser, o plasma criado deve perdurar pelo menos por 2 x 10^{-8} segundo e atingir temperaturas próximas às do Sol (10^8 graus Celsius), mantendo simultaneamente uma densidade 50 ou mais vezes superior à dos sólidos.

Os experimentos demonstraram que temperaturas e densidades tão elevadas podem ser obtidas mais facilmente empregando-se lasers ultravioleta de pequeno comprimento de onda para irradiar e comprimir o alvo. Como os lasers do tipo excimer são capazes de converter, com relativa eficiência, eletricidade em rajadas de fótons da região do ultravioleta (já foi possível demonstrar eficiências de conversão de até 10%), várias vezes por segundo, são atualmente considerados a mais provável fonte excitadora de qualquer usina a fusão nuclear que venha a ser eventualmente construída.

Semicondutores

A capacidade do laser excimer de romper as ligações químicas que mantêm unidas as moléculas está sendo explorada também na indústria de semicondutores. Um bom exemplo são os revestimentos metálicos condutores de alta uniformidade que podem ser depositados sobre a superfície de certos componentes, pela simples utilização do laser na liberação de átomos de moléculas gasosas. Essa etapa da produção de CIs de silício é conhecida por "deposição de vapor químico", sendo normalmente efetuada através de técnicas de plasma — as quais costumam ser bem mais destrutivas para os componentes e menos controláveis que as técnicas a laser.

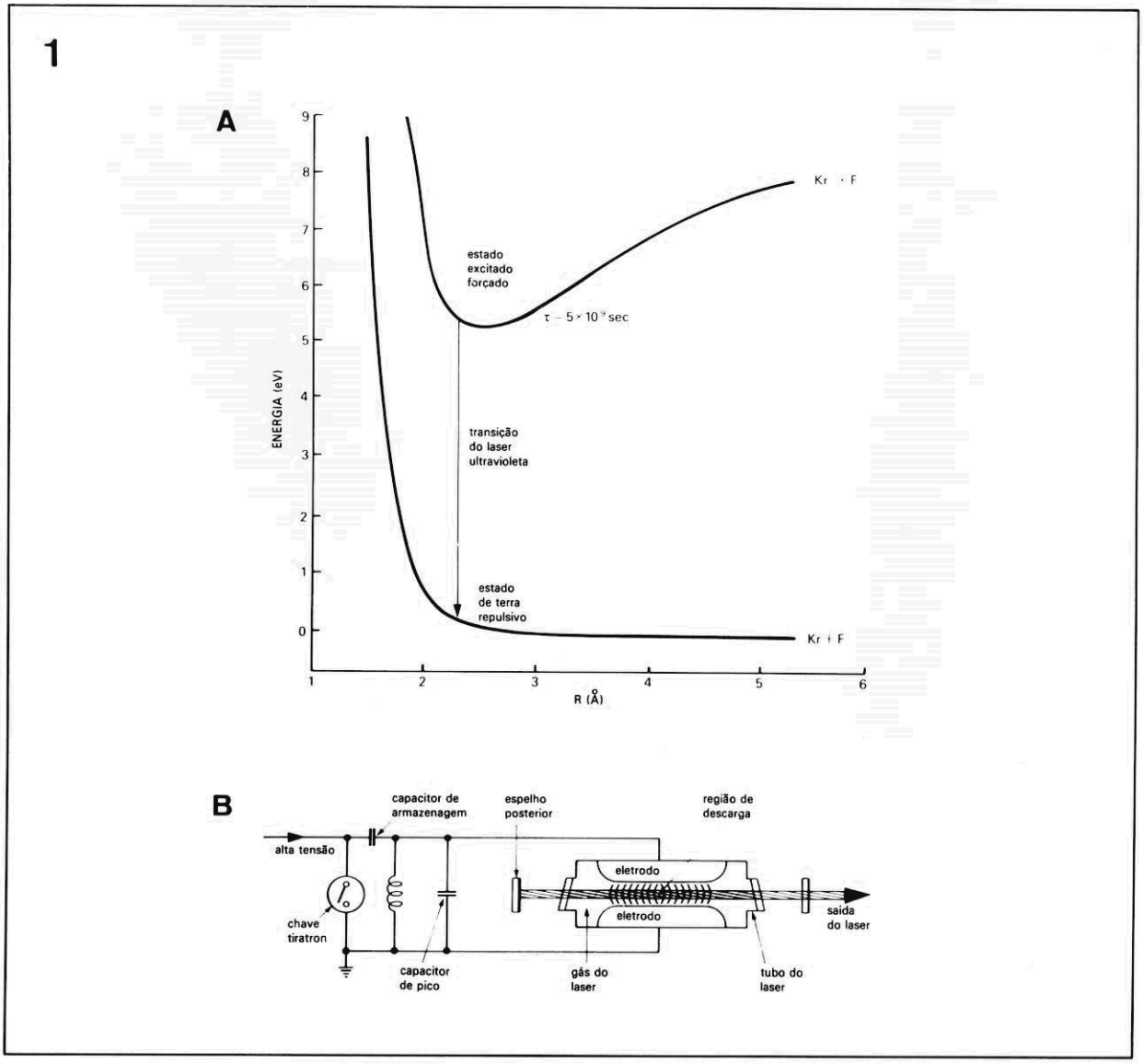


figura 1 — Curva simplificada do potencial energético de uma molécula excimer de KrF, mostrando a energia plotada em função da separação internuclear R (a). Características de um laser excimer (b).

Pode-se também formar ténues camadas de silício pela deposição de átomos dessa substância. Mas, além disso, essa técnica pode ser adaptada à implantação de dopantes no silício puro, pela fusão local e simultânea do silício por meio de um laser excimer. Esses implantes são empregados na criação das junções P e N que vão formar os vários elementos do integrado.

Os métodos atuais de se implantar dopantes de silício, sem o uso do laser, e sim pelo bombardeamento iônico em plasmas, tendem a danificar a estrutura cristalina do silício; é essencial, portanto, recristalizá-lo em cabines de altas temperaturas. Mas, além de acrescentar uma etapa lenta ao processo de fabricação de componentes, a recristalização em alta temperatura pode levar à distorção dos elementos integrantes do CI. Em contrapartida, o método que utiliza o laser excimer na implantação é capaz de fazer o recozimento do silício ao mesmo tempo em que possibilita elevadíssimas concentrações de átomos dopantes.

Existe outro processo ainda, na produção de CIs de silício, que pode ser beneficiado pelo uso do laser excimer. Traçados de circuitos complexos e extremamente reduzidos que devem ser passados para o silício são inicialmente sobrepostos a ele por intermédio de uma máscara, indo incidir sobre uma fina camada de polímero plástico, comumente chamada de "fotoresist". De modo similar à operação de uma câmera, lentes ou espelhos projetam a imagem da máscara sobre o fotoresist; numa etapa posterior, as regiões expostas do traçado imposto pela máscara são então removidas por revelação química. O implante de íons é depois efetuado entre as "lacunas" existentes no fotoresist, dando origem a um processo de duplicação ótica conhecido como "fotolitografia".

Em testes recentes, o laser excimer de ultravioleta demonstrou sua superioridade sobre as lâmpadas de luz incoerente normalmente utilizadas nesse processo. A vantagem mais surpreendente reside no fato de o laser ser capaz de produzir imagens cerca de 10^9 vezes mais brilhantes que as das lâmpadas convencionais. Em outras palavras, isso significa que o tempo de exposição do fotoresist pode ser minimizado, permitindo assim uma eficiência muito maior das máquinas de fotolitografia.

Além disso, como os comprimentos de onda produzidos pelos lasers excimer são geralmente menores que os dessas lâmpadas, é possível reproduzir detalhes ainda menores sobre o silício. Como consequência, circuitos em maior quantidade poderão ser alojados em cada CI, possibilitando um maior número de operações a velocidades sempre crescentes.

Outra grande vantagem do laser excimer está em seus brevíssimos surtos de luz ultravioleta, que podem remover diretamente a camada de fotoresist das regiões expostas, dispensando assim a revelação química por líquidos. Vê-se, portanto, que esse tipo de laser promete agilizar e aperfeiçoar mais de uma etapa da produção de circuitos integrados.

Cortes perfeitos

O laser excimer de ultravioleta também é capaz de cortar di-

laser excimer

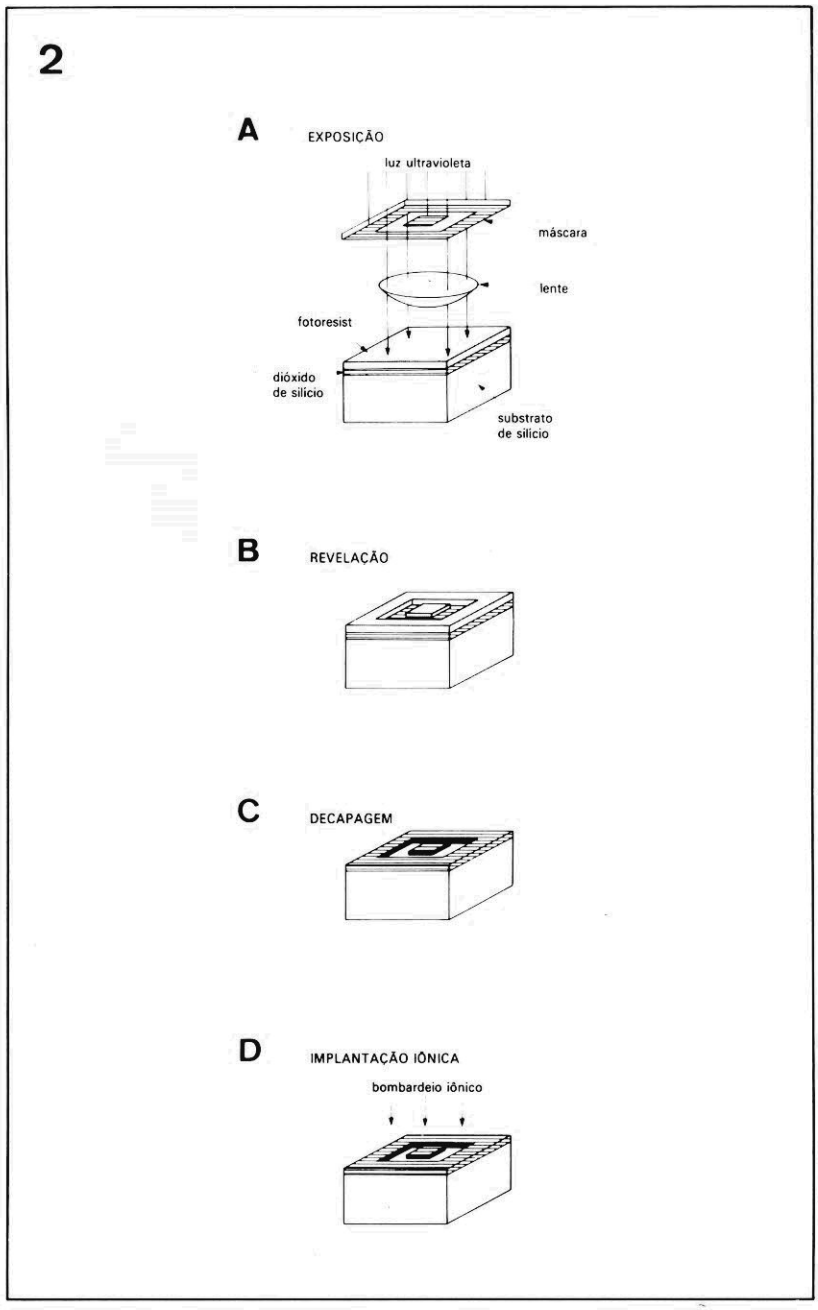


figura 2 — Etapas sucessivas da fotolitografia, processo utilizado na confecção de CIs em indústrias de semicondutores.

retamente materiais plásticos, através de microexplosões provocadas pelo rompimento das ligações químicas responsáveis pela integridade dos polímeros. Ao contrário dos lasers que trabalham em comprimentos de onda maiores, o laser excimer não derrete nem produz sobreaquecimento das áreas circundantes, dando origem a cortes limpos, com paredes lisas e sem rebarbas.

Esse recurso mostrou-se perfeito também para materiais biológicos. De fato, a possibilidade de se fazer cortes sem danos para os tecidos em volta, despertou grande interesse em centros médicos de todo o mundo. A primeira aplicação nesse sentido envolve o corte e a remodelação da córnea, no olho humano — pois novamente ao contrário dos lasers com maior comprimento de onda, o excimer não atravessa a camada ocular frontal. Em uma operação denominada "queratotomia radial", inventada por médicos soviéticos, um bisturi de diamante é utilizado para se fazer incisões radiais na córnea. Esta, à semelhança de uma lente, focaliza a luz e qualquer alteração em seu raio de curvatura pode implicar numa correção permanente de certos defeitos naturais, tal como a miopia.

Foi demonstrado recentemente que técnicas de mascaramento permitem efetuar esse tipo de cirurgia através de um laser excimer, com uma qualidade e uma precisão infinitamente superiores às de um bisturi. Ademais, ele também permite remodelar a córnea através da "usinagem" de anéis e meias-luas sobre a mesma. Sem falar que é capaz, ainda, de efetuar as precisas incisões exigidas em transplantes de córnea ou remoções de cataratas.

Outras aplicações médicas

Uma outra frente de trabalho está investigando o uso do laser excimer no desbloqueio de artérias, um processo conhecido por angioplastia. Sabe-se que os bloqueios próximos ao coração, causados pela acumulação de placas (arteriosclerose), podem eventualmente levar a um ataque cardíaco. Os métodos mais difundidos, atualmente, para se solucionar esse problema envolvem cirurgia de peito aberto, através da qual os médicos compensam o bloqueio pelo enxerto de uma nova artéria.

Menos invasiva é a técnica recentemente desenvolvida conhecida como angioplastia por balão, na qual uma fibra é introduzida pelas artérias, até alcançar o ponto bloqueado, e um balão na extremidade é então inflado para provocar o desbloqueio; o paciente permanece consciente durante todo o processo. Essa técnica, porém, também pode danificar os tecidos arteriais e como alternativa surge mais uma vez o laser excimer — introduzido na artéria por meio de uma fibra ótica, indo queimar totalmente, sem resíduos, o bloqueio. Estudos preliminares demonstraram que placas mais "moles", sem calcificação, podem ser facilmente removidas pelo laser excimer; os bloqueios calcificados mostraram-se de remoção bem mais difícil.

Entre outras aplicações em medicina atualmente sob análise, estão precisas incisões neurocirúrgicas, tais como as do cérebro e da coluna espinhal. Mas é preciso ter sempre em mente que, enquanto a maioria das aplicações envolvendo lasers visíveis e infravermelhos de alta potência os utilizam meramente como ferramentas sofisticadas de corte e solda, os usos mais interessantes dos lasers tipo excimer empregam suas potências elevadíssimas e sua capacidade de produzir fótons no ultravioleta para induzir alterações nos estados químicos da matéria. Podemos esperar, portanto, inúmeras novas utilizações dessa surpreendente família de lasers, à medida que cientistas e engenheiros forem dominando seu enorme potencial. ◀

Mini-percussão com múltiplas variações

3ª parte

Para concluir a série, vamos sugerir um sistema básico de percussão, empregando boa parte dos recursos fornecidos, além de explicar as inteligações necessárias.

Combinando instrumentos

Como é natural, a combinação dos instrumentos disponíveis no sistema de mini-percussão não depende de regras genéricas ou específicas, sendo mais uma questão de gosto ou necessidade pessoal. De qualquer forma, ele oferece muito campo para experimentação, desde um conjunto com apenas um ou dois instrumentos, até a galeria completa, que exige duas placas sensoras. O exemplo dado na figura 14 adota 6 instrumentos: bombo, tambor de corda e pratos, do sistema básico, além de bongôs e maracas; para completar, há também um sistema de rufo para o tambor e a possibilidade do bombo automático. A relação das placas usadas no exemplo aparece em uma das laterais da figura.

É bom ressaltar, mais uma vez, que esse é somente um exemplo entre tantos possíveis. Para compor um sistema diferente, é preciso apenas um pouco de bom senso e algumas regrinhas básicas:

1. Para cada instrumento à base de *gyrator* é necessário usar uma placa correspondente;
2. No caso dos instrumentos à base de ruído (maracas, pincéis e pratos), cada placa pode alojar dois deles, a não ser que o rufo seja incluído (quando será preciso uma placa por instrumento). Sem o circuito de rufo, os monoestáveis de entrada estão presentes na placa e os instrumentos são excitados diretamente pelo sensor de toque; com o rufo, pode-se omitir o monoestável da entrada que é excitada por ele.

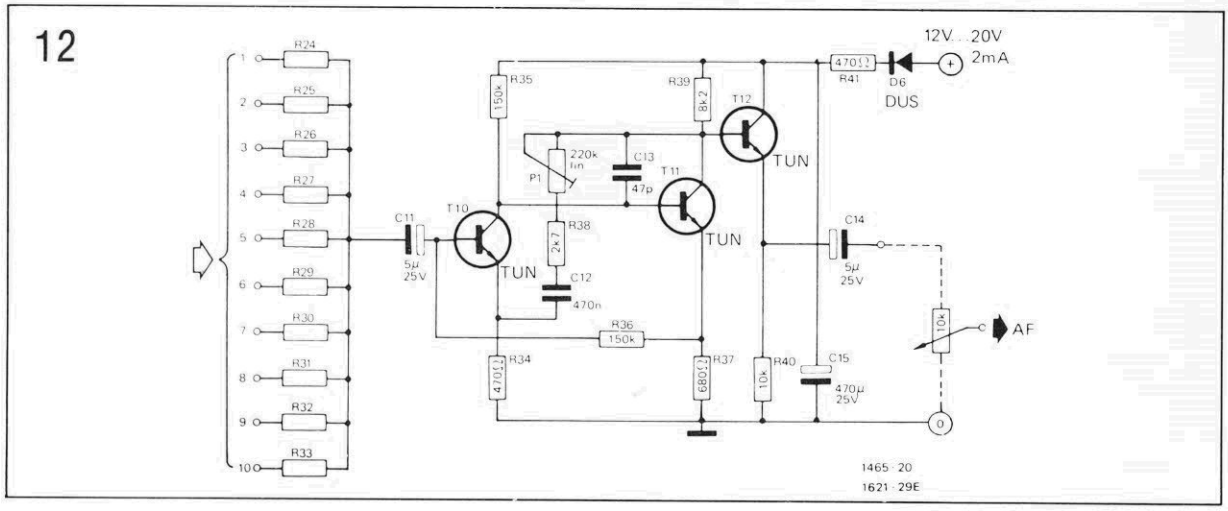


figura 12 — Circuito do pré-misturador geral.

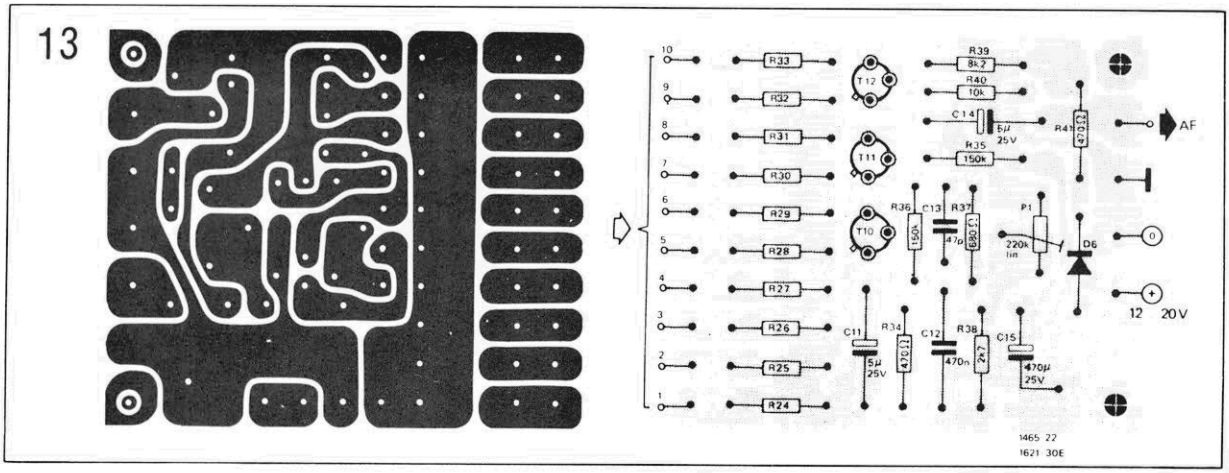


figura 13 — Placa impressa do pré-misturador.

TABELA 10

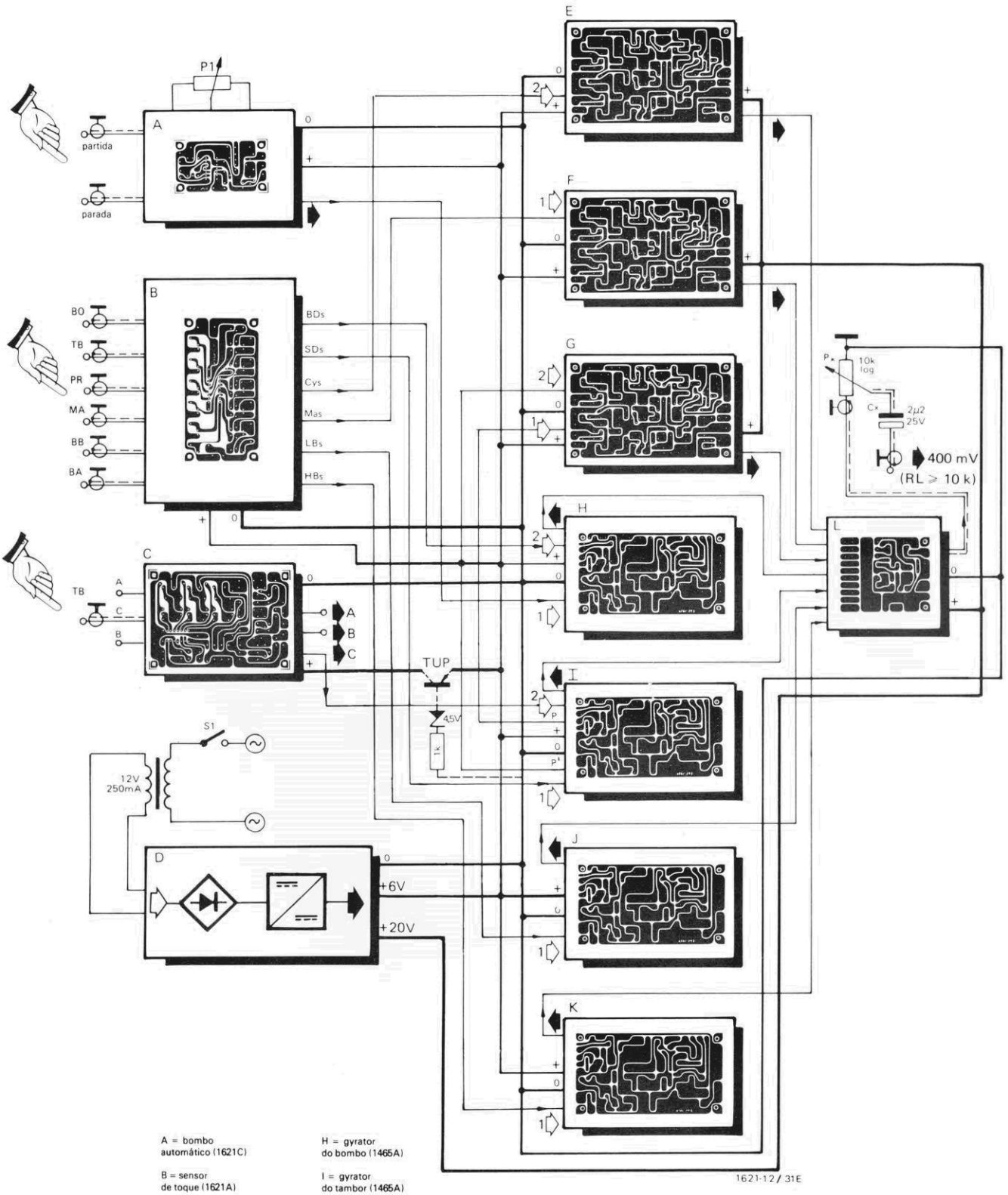
Componentes para as figuras 12 e 13

Resistores
R34, R41- 470
R35, R36- 150 k
R37- 680
R38- 2,7 k
R39- 8,2 k
R40- 10 k
P1- trimpot de 200 k
R24...R33- veja a tab. 9
Todos os valores em ohms

Capacitores
C11, C14- 5 µF/25 V
C12- 470 nF
C13- 47 pF
C15-470 µF/25 V

Semicondutores
D6- DUS 1N4148
T10, T11, T12-TUN BC 109

Diversos
Placa nº 1465B



A = bombo automático (1621C)

B = sensor de toque (1621A)

C = sistema de rufo (1621B)

D = fonte de alimentação

E = pratos (1465C)

F = maracas (1465C)

G = ruído do tambor (1465C)

H = gyrator do bombo (1465A)

I = gyrator do tambor (1465A)

J = gyrator do bongô baixo (1465A)

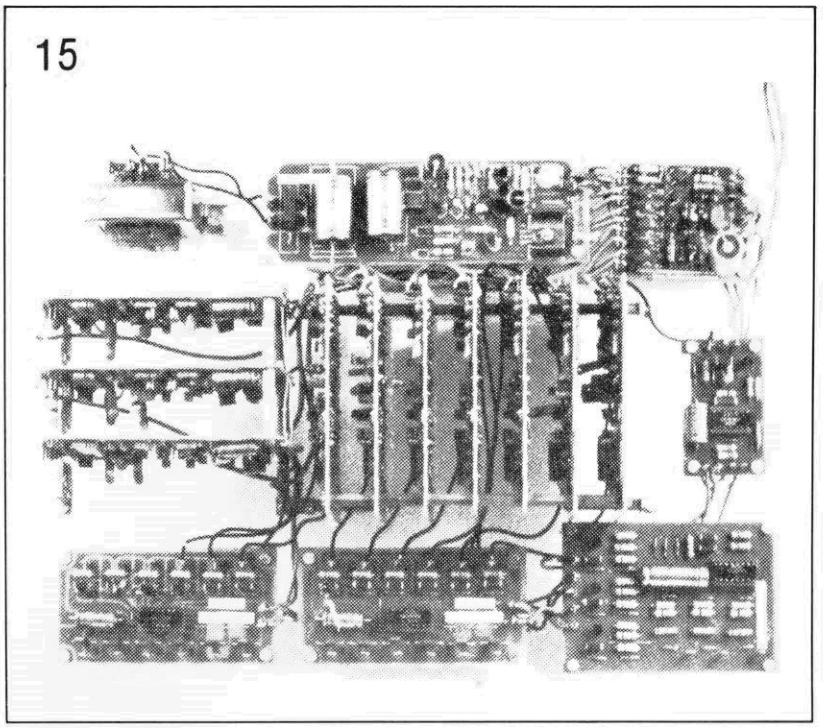
K = gyrator do bongô alto (1465A)

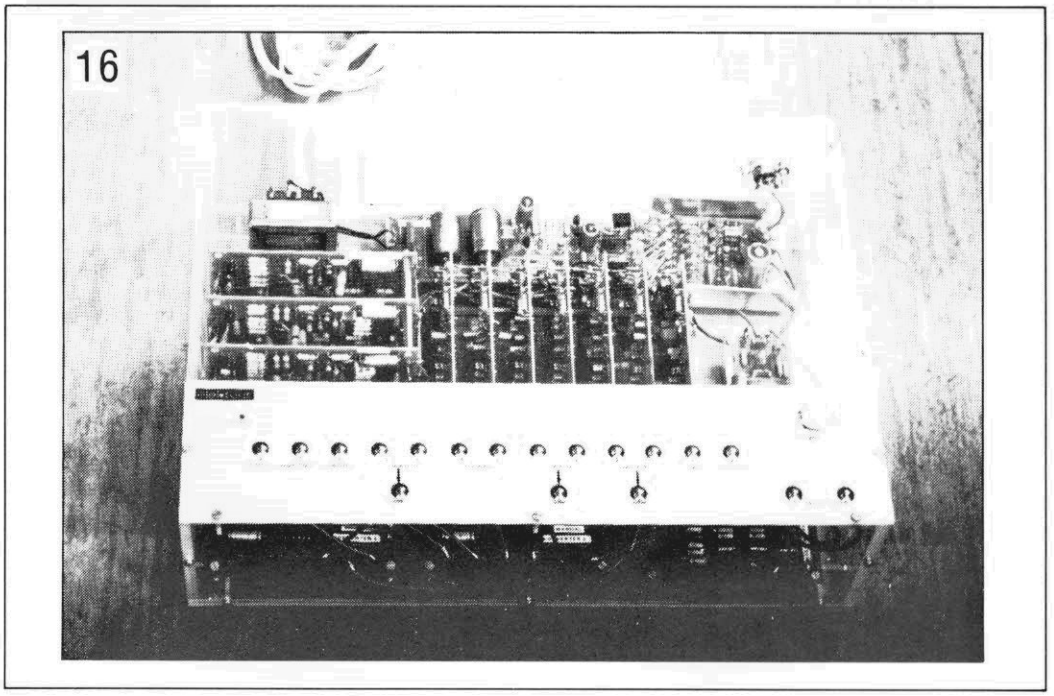
L = pré-misturador (1465B)

figura 14 — Sugestão de um sistema completo de percussão, contendo 4 instrumentos à base de gyrator *e 2 à base de ruído.*

TABELA 9 — Resistores de entrada para o pré-misturador

bombo	:	27 k
tambor	:	470 k
conga baixo	:	100 k
conga alto	:	100 k
bongô baixo	:	1M5
bongô alto	:	1M5
pandeiro	:	560 k
blocos	:	82 k
maracas	:	390 k
pratos	:	1M2
pincéis	:	470 k
ruído tambor	:	270 k





figuras 15 e 16 — Protótipos de sistemas completos de percussão manual, empregando todos os instrumentos (exceto os pincéis).

3. No caso específico do tambor de corda provido de rufo, será necessário prever uma placa de ruído para ele, com os dois monoestáveis de entrada omitidos e suas entradas excitadas respectivamente pela placa de rufo e pela saída P do *gyrator* correspondente. Se o rufo for dispensado, a placa de ruído do tambor poderá acomodar outro instrumento à base de ruído, como já vimos.

Montagem e interligações

Muitos leitores já devem ter notado que a principal dificuldade da mini-percussão não está na confecção de placas individuais, já que são todas relativamente simples, mas na interligação das mesmas. Assim, convém testar uma por uma, antes de conectá-las entre si; e ao fazer a conexão, evitar os laços de terra e alimentação nas fiações, a fim de contornar a geração de ruídos. A figura 14 traz um verdadeiro mapa de ligações, que pode ser de grande utilidade, mesmo em sistemas diferentes; e as figuras 15 e 16 dão uma boa idéia de como dispor as placas de forma racional, além de uma sugestão para o painel de controle. Ao contrário do que se vê nesse protótipo, é mais conveniente empregar caixas metálicas, que proporcionam alguma blindagem.

Na figura 15, as placas de ruído referentes a pratos, maracas e tambor estão situadas à esquerda, enquanto no centro pode-se ver as sete placas de *gyrator* e à direita, o gerador de pulsos para o bombo automático. Na parte inferior ficam duas placas sensoras e uma de rufo; no canto superior direito, por fim, vê-se o pré-misturador já visto na primeira parte. Ele foi repetido, aliás, nas figuras 12 e 13, com seus componentes listados nas tabelas 9 e 10. O transformador de alimentação deve ser instalado longe das placas do sensor de toque, do rufo e do pré, para evitar a captação de ruídos. ◀

Introdução às fontes CC

Peter Bardos
(Advance Power Supplies)

Começando com explicações aparentemente prosaicas, o autor nos leva pelos meandros das fontes lineares e expõe o porquê de sua baixa eficiência. E aproveita para compará-las com as fontes chaveadas, que já substituem as outras em inúmeras aplicações.

Genericamente falando, potência é a taxa de realização de um trabalho; em termos elétricos, ela é definida como a tensão multiplicada pela corrente. A energia, que é o fator relacionado, pode ser explicada como a capacidade de realizar esse trabalho e em eletricidade é representada como tensão x corrente x tempo em que os dois primeiros termos estão presentes.

A fonte mais comum de potência é a rede elétrica domiciliar ou industrial. Um simples diagrama explicativo (figura 1) pode ser representado por um gerador produzindo uma tensão, a qual é distribuída aos mais diferentes lugares, para que diversas cargas sejam acopladas ao sistema. Para que o sistema funcione, o fornecimento de tensão deve ser padronizado; a corrente total vai então variar de acordo com as cargas existentes, ou seja, conforme a resistência de cada uma delas. Assim, cargas de alta potência irão drenar mais corrente que as de baixa potência, mas todas devem trabalhar sob a mesma tensão padronizada (110 ou 220 V, nas redes domésticas brasileiras).

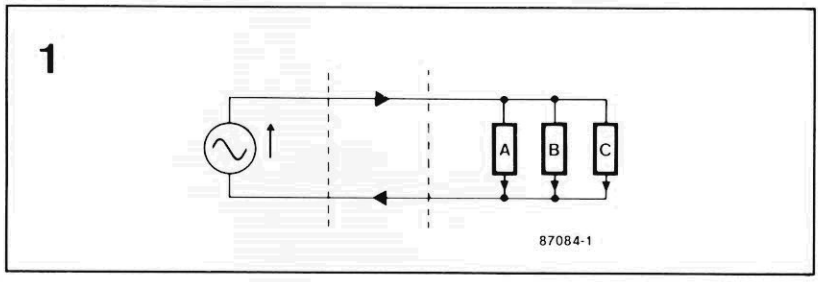


figura 1 — Sistema de alimentação básico.

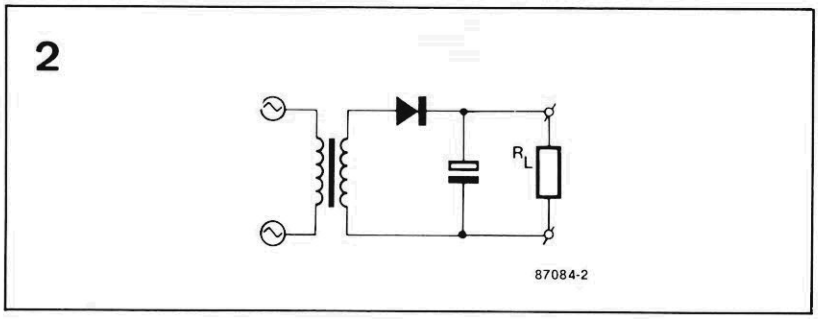


figura 2 — Esquema básico de uma fonte de alimentação.

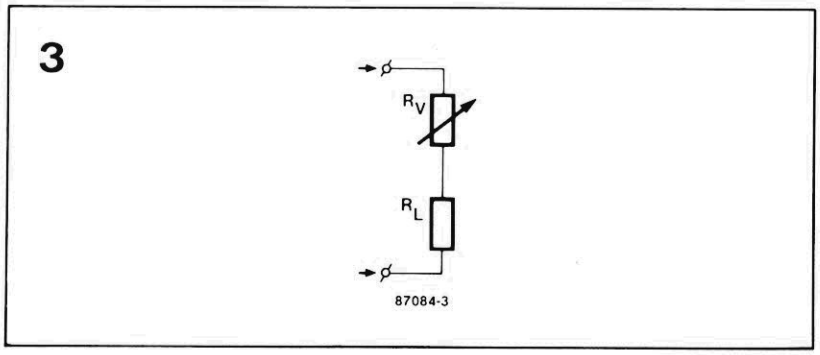


figura 3 — O processo de estabilização.

CA ou CC

Uma vez definida a tensão, é preciso determinar se ela deve ser CC (corrente contínua) ou CA (corrente alternada). Como sabemos, a tensão contínua não varia com o tempo e um dos terminais do gerador é sempre positivo em relação ao outro. Exemplos de geradores de tensão contínua são as pilhas (1,5 V) e as baterias, sejam as de circuitos eletrônicos (9 V), veículos (12 V) ou telefonia (48 V).

O termo "tensão alternada" significa que a polaridade e a magnitude da tensão, em um dos terminais, varia com o tempo em relação ao outro. O ritmo de variação dessa tensão é denominado "freqüência", cujo valor indica o número de ciclos completos da tensão no período de um segundo. Sua unidade é o hertz, abreviada para Hz; assim, uma rede de 110 V/60 Hz, por exemplo, apresenta uma tensão eficaz de 110 V que completa 60 ciclos no espaço de um segundo. Quanto ao valor eficaz citado, costuma ser definido como a tensão alternada capaz de dissipar, sobre uma carga resistiva, a mesma potência que uma tensão contínua do mesmo valor. Bons exemplos de sistemas de tensões alternadas são a próprias redes elétricas domiciliares (110 ou 220 V, 60 Hz) e industrial (380 ou 440 V, 60 Hz). Muitas razões influíram na escolha dos 60 Hz como a freqüência ideal de rede,

mas por enquanto basta ter em mente que ela equivale a 3600 RPM, que é uma rotação adequada à maioria das máquinas existentes.

A questão seguinte, bastante óbvia, poderia ser o porquê de trabalhar com dois sistemas radicalmente diferentes como CA e CC. Voltando à figura 1, vemos que a eletricidade deve ser gerada em um local determinado e depois distribuída às cargas mais diversas, cobrindo uma certa distância. Embora existam cargas bastante variadas, elas normalmente podem ser enquadradas em uma destas três categorias: (1) aquecedores, (2) motores e (3) eletrônica. Esta última categoria abrange, em princípio, tudo cujo principal objetivo não seja aquecer ou movimentar alguma coisa. Ela inclui, portanto, computadores, televisores, rádios, instrumentos de todos os tipos e equipamentos de controle — para citar apenas alguns exemplos.

É preciso considerar, então, a facilidade com que a eletricidade pode ser gerada, distribuída e usada por aquecedores, motores e circuitos eletrônicos. Além disso, pode ser necessário estocar a energia elétrica, para que possa ser aproveitada por aparelhos portáteis. A corrente alternada é bem mais fácil de ser gerada que a contínua; esta, em contrapartida, é exigida por quase todo equipamento eletrônico e é mais facilmente armazenável. Os motores costumam se dar melhor em CA, enquanto os aquecedores aceitam os dois tipos de alimentação, indiferentemente.

A fonte de alimentação

Como conclusão lógica do que foi exposto, a melhor solução consiste em gerar e distribuir tensão sob a forma de CA e depois convertê-la em CC, quando deve alimentar circuitos eletrônicos. Essa é, na prática, uma das funções da fonte de alimentação; entre suas outras tarefas, podemos citar isolação, mudança do nível de tensão e armazenagem de energia. Vejamos cada uma delas com mais detalhes.

A rede elétrica sempre tem pelo menos um terminal "vivo" (a fase), ou seja, que exibe potencial em relação à terra, podendo gerar choques bastante severos em qualquer pessoa que entre em contato com ele. Desse modo, para maior segurança dos operadores, a fonte deve isolar a rede dos circuitos que alimenta; isto é feito com o transformador, um dispositivo que só trabalha em CA.

Mas a fonte tem a obrigação também de reduzir o nível da tensão de 110 ou 220 V para outro que seja adequado ao circuito eletrônico em vista — ou seja, algo na faixa de 5 a 12 V, em geral. Essa parte também é realizada pelo transformador. A tarefa seguinte é converter a tensão de CA em CC, como é exigida pela carga eletrônica; denominada "retificação", essa etapa é desempenhada pelos diodos, mas não de forma completa, pois eles entregam uma tensão com muito *ripple* ou ondulação.

A fonte, por fim, deve ser capaz de estocar energia. Isto é necessário por dois motivos: em primeiro lugar, como a tensão CA varia continuamente, ela se torna nula duas vezes por ciclo; nesses instantes, quando a tensão de entrada deixa momentaneamente de existir, a energia deve ser fornecida à carga por algum outro meio, isto é, por um sistema armazenador de energia. Em segundo lugar, esse sistema torna-se essencial também para reduzir o nível de ondulação presente na tensão entregue pelos retificadores. Tudo isso é feito pelo capacitor de filtro, que na fonte só opera em CC. O resultado de nossa análise pode ser sintetizado no diagrama da figura 2, que representa o esquema básico de uma fonte de alimentacão.

Estabilização

Muitas cargas do tipo eletrônico exigem uma etapa adicional da fonte, já que esta fica sujeita a variações de tensão, devido a alterações na entrada e na carga. Isto sem falar nas variações da tensão de saída, provocadas por mudanças de temperatura e envelhecimento de componentes. Em outras palavras, a tensão de saída de fontes como a da figura 2 está sem-

TABELA 1 — Relação de tensões no regulador da fig. 3

ENTRADA	REGULADOR	SAÍDA	OK ?
10 V	5 V	5 V	
9 V	4 V	5 V	
8 V	3 V	5 V	
7 V	2 V	5 V	
6 V	1 V	5 V	
5 V	0 V	5 V	
4 V	0 V	4 V	✓
3 V	0 V	3 V	✓
2 V	0 V	2 V	✓
1 V	0 V	1 V	✓

4

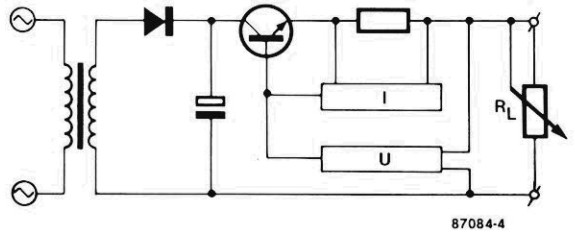


figura 4 — Exemplo de fonte linear estabilizada.

pre submetida a variações aleatórias, que podem causar alterações no desempenho da carga.

No caso que estamos considerando, as cargas costumam ser equipamentos sofisticados e caros, tal como micros, TVs ou aparelhos de telecomunicações. Vale a pena, portanto, estabilizar a tensão que as alimenta, a fim de manter seu desempenho, independentemente de qualquer variação.

A forma mais óbvia de se promover estabilização consiste em requisitar da rede mais potência do que o pedido pela carga, mesmo nas piores condições possíveis, e deixar que o adicional seja desperdiçado, em condições normais. O circuito eletrônico que executa essa tarefa está ilustrado na figura 3, enquanto sua atuação pode ser vista na tabela 1. A título de exemplo, a tabela mostra o que acontece quando a entrada desse estabilizador varia entre 0 e 10 V e a carga pede apenas 5 V.

Está claro que quando a entrada não atinge os 5 V, não há muito que o regulador possa fazer e a carga não vai operar adequadamente. Mas se a entrada for de 6 V, contudo, o regulador irá "separar" 1 V, entregando à carga os 5 V pedidos; com uma entrada de 10 V, vão sobrar 5 V, já que a saída continuará recebendo os 5 V prescritos. Assim sendo, o regulador tenderá a manter a tensão correta na carga para qualquer tensão de entrada entre 5 e 10 V.

Conversão de energia

Teoricamente, parece tudo muito simples, mas o problema prático é o que fazer com a energia "desviada" pelo regulador. Lançando mão da física básica, sabemos que a energia não pode ser criada ou destruída, mas simplesmente transformada de um tipo em outro. Em outras palavras, a energia elétrica enviada ao regulador precisa ser convertida em alguma outra — tal como mecânica, química, potencial ou cinética, por exemplo. Como seria um tanto esquisito usar o excedente de energia para deslocar a fonte por aí (caso da mecânica) ou fazê-la explodir (com a química), chegou-se ao consenso da energia térmica (ou seja, calor).

É preciso levar em conta, porém, que o processo de conversão de energia é sempre ineficiente; e essa ineficiência se manifesta convertendo parte da energia original em uma forma não desejada (térmica, em geral), o que leva a um acréscimo adicional de temperatura. Em nosso caso, a elevação global da temperatura pode ser mantida dentro de limites aceitáveis por meio da dissipação do calor. Nas outras áreas, exemplos dessa conversão imperfeita são as lâmpadas incandescentes, nas quais parte da energia elétrica que deveria se converter em luz acaba virando calor; ou os automóveis, onde a transformação de energia química em cinética sempre dá origem a uma certa quantidade de calor, que aquece o motor do veículo.

Calor e temperatura

A quantidade de calor, no entanto, não pode ser considerada equivalente à temperatura. Para ilustrar essa afirmação, podemos dizer que um prego em brasa apresenta uma temperatura extremamente elevada; mas se ele for jogado em uma bacia de água, não irá aumentar significativamente a temperatura da mesma, porque a quantidade de calor nesse objeto é muito reduzida, apesar de sua alta temperatura. De fato, a elevação de temperatura acima do ambiente, em um determinado objeto, é sempre proporcional à potência nele dissipada dividida pela sua área de superfície.

O calor pode ser dissipado por três formas distintas:

— **Radiação,** método pelo qual o Sol aquece a Terra, transfere calor ao objeto sem aquecer o material intermediário; ele só é eficaz em temperaturas bastante elevadas;

— **Condução,** através da qual o calor é levado ao objeto por intermédio de um material termicamente condutor; é o que ocorre, por exemplo, quando uma colher fica pelando em nossa mão, por estar mergulhada em um líquido quente;

— **Convecção,** o processo que melhor se aplica às fontes de alimentação, atua pelo movimento de algum meio de "transporte", como o próprio ar.

O conceito de eficiência

Usando novamente o exemplo de regulador da figura 3, quando a tensão de entrada é de 10 V e a de saída, 5 V, podemos afirmar que a potência sobre o regulador equivale à de carga (pois ambos exibem 5 V em seus terminais e a mesma corrente). Dessa forma, a eficiência desse regulador é de 50% — ou seja, a potência entregue ao sistema é exatamente o dobro da exigida pela carga. As implicações dessa situação, levando em consideração o aumento de temperatura e a conta de energia elétrica, são desesperadoras.

Observando agora o estabilizador mais detidamente, conclui-se que três elementos são necessários para que ele faça seu trabalho:

(a) um elemento de controle, que faz a estabilização;

(b) Uma referência que seja realmente estável;

(c) E um comparador, para confrontar a quantidade a ser estabilizada com a referência e então fornecer um sinal que informe ao elemento de controle o que fazer, a fim de manter aquela quantidade tão estável quanto a referência.

São necessários, portanto, para estabilizar a **tensão** de saída, um elemento controlador de **tensão,** uma referência de **tensão** e um comparador de **tensão.** O sinal fornecido pelo comparador costuma ser bastante reduzido, insuficiente mesmo para operar o elemento de controle; assim, o estágio final deve ser necessariamente um amplificador.

O estabilizador linear

O esquema de um dispositivo desses pode ser o da própria figura 3; informamos de saída, porém, que esse tipo de estabilizador apresenta alguns problemas. Tendo em mente que ele

tentará manter uma tensão de saída constante, sob quaisquer condições, na eventualidade de uma situação de sobrecarga (tal como um curto-ciruito), o estabilizador se auto-destruirá. Além disso, como a potência de entrada do estabilizador é bem superior à de carga, na ocorrência de um defeito no próprio estabilizador ele poderá destruir a carga. Outro problema que deve ser considerado é o da oscilação, que normalmente se manifesta sob a forma de um apito em sistemas de P.A. (amplificação pública).

Para evitar a auto-destruição do estabilizador, é preciso detectar o momento em que ocorre a condição de sobrecarga e inibir o sinal de controle original; tal função recebe o nome de "limitação de corrente" nas fontes de alimentação. Já a solução para o problema da destruição da carga consiste em detectar o efeito de uma condição de falha e controlar a saída de modo completamente independente — o que nas fontes é conhecido como "circuito de sobretensão".

O problema da instabilidade, enfim, é resolvido através de um projeto criterioso; isto, entretanto, é mais complexo do que parece, já que qualquer projeto envolve inevitavelmente um compromisso entre desempenho e estabilidade. A figura 4 é a fonte já mostrada na figura 2, agora incluindo as funções de limitação de corrente e sobretensão; em suma, é uma fonte de alimentação linear estabilizada.

A fonte ideal

A esta altura, poderíamos fazer a seguinte pergunta: uma vez projetada uma boa fonte linear, contendo limitação de corrente e proteção contra excesso de tensão, como ela poderia ser melhorada? Na prática, o desempenho dessa modalidade de fontes é perfeitamente adequado para as necessidades atuais, sendo provavelmente melhor que o exigido em inúmeras aplicações. No entanto, ela continua sendo grande e pesada demais, além de ineficiente.

As fontes lineares não podem prescindir do transformador, que trabalha na frequência da rede, ou seja, 60 Hz. Conforme a teoria, as dimensões de um transformador, para um dado nível de potência, são inversamente proporcionais à frequência de operação. Conclui-se, portanto, que para reduzir o tamanho do transformador é preciso fazê-lo operar em altas frequências.

As dimensões do capacitor usado em uma fonte convencional são determinadas, por sua vez, pelo nível de energia que deve ser armazenada. No caso do tipo de capacitores eletrolíticos normalmente utilizados para essa tarefa, o tamanho é proporcional ao produto CV. Mas como a energia estocada equivale à metade de CV^2, o tamanho do capacitor para um certo nível de energia resulta inversamente proporcional à raiz quadrada da tensão. Assim sendo, para se diminuir as dimensões do capacitor é necessário fazer com que trabalhe em tensões elevadas.

Dissipadores são usados para "desviar" as potências perdidas durante o processo de estabilização e outras ineficiências. Assim, a única forma de reduzir o tamanho desses dispositivos consiste em estabilizar a tensão sem perda de potência. Outra tarefa bem mais complexa do que parece, mas é interessante imaginar que se tal método de estabilização existisse, o tamanho dos capacitores e do transformador iria diminuir ainda mais, porque o nível total de potência manipulada pelo sistema seria reduzido de qualquer modo.

Portanto, para implementar a fonte ideal é preciso armazenar energia em alta tensão, operar o transformador em altas frequências e adotar um estabilizador sem perdas. Na figura 5 podemos ver um circuito que trabalha dessa forma, isto é, uma

5

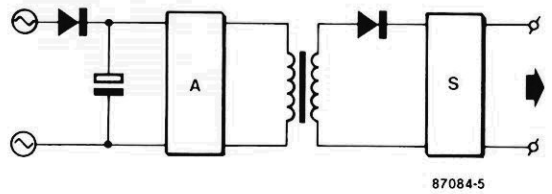


figura 5 — Diagrama simplificado de uma fonte chaveada com estabilização.

6

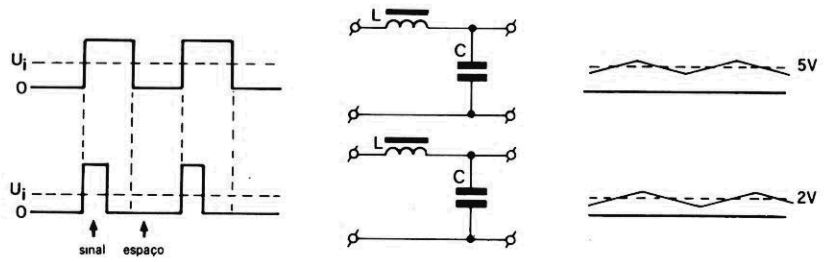


figura 6 — Alterações na relação sinal/espaço do regulador sem perdas.

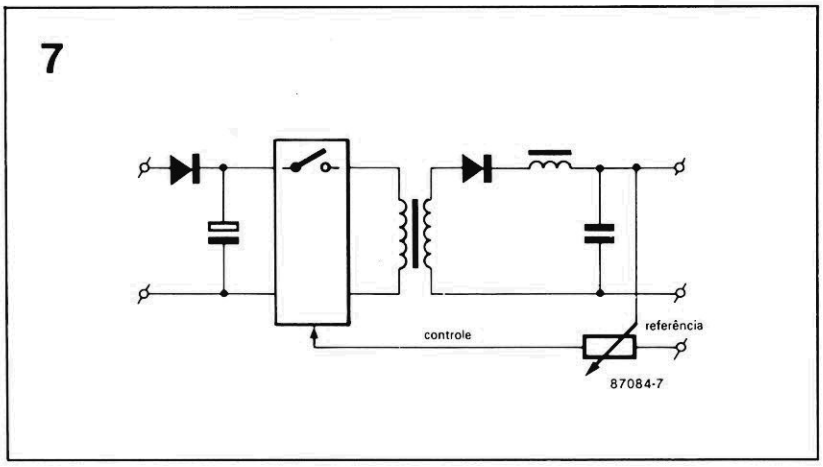


figura 7 — Fonte chaveada com estabilização incorporando um dispositivo comutador.

fonte chaveada com estabilização e ligada diretamente à rede.

A maneira mais simples de operar os capacitores armazenadores de energia em alta tensão resume-se em retificar diretamente a rede, proporcionando uma tensão CC em torno em 250... 300 V sobre os mesmos (no caso de uma rede de 220/240 V). E para operar o transformador em freqüências elevadas, após o capacitor deve existir um conversor de CC para CA de alta frequência (entre 20 e 100 kHz, em geral). A utilização do transformador garante o ajuste do nível de tensão, assim como a isolação, exatamente como na fonte linear. Para estabilizar a saída, é necessário, por fim, um estabilizador sem perdas.

Existem, então, dois novos componentes em nosso diagrama de blocos: um conversor CC/CA e um estabilizador de alta eficiência. A forma mais simples de conversor não passa de uma chave que é aberta e fechada regularmente. Mas é exatamente esse o processo adotado em inúmeras fontes chaveadas, com a diferença de que um transistor substitui a chave, operando regularmente no corte e na saturação.

O regulador chaveado

Com referência ao regulador sem perdas, é importante relembrar de onde vêm essas perdas. Em termos elétricos, a potência dissipada é resultado da tensão multiplicada pela corrente, ambas presentes no componente em questão. Em um estabilizador linear existe sempre corrente e tensão em grande quantidade e simultaneamente, já que por definição esse circuito trabalha dissipando a potência excedente, para obter assim a estabilização.

No entanto, se uma chave tomar o lugar do estabilizador linear, teremos duas condições diferentes: chave aberta e chave fechada. Com a chave aberta, existe uma tensão elevada em seus terminais, mas nenhuma corrente fluindo — o que simplesmente anula a dissipação de potência. Na outra condição, estando a chave fechada, há um grande fluxo de corrente por ela, mas nenhuma tensão — o que reduz novamente a zero a dissipação de potência.

Há, porém, um pequeno problema com esse método de estabilização: a saída é sempre idêntica à entrada (chave fechada) ou nula (chave aberta). Precisamos, então, de uma tensão estável, em algum ponto entre os dois extremos.

Pensando bem, se a chave é aberta e fechada com regularidade, o valor médio da saída pode ser alterado, variando-se a proporção do período em que a chave permanece fechada. Tudo o que é preciso é um filtro, para fazer a média dessa forma de onda na saída e torná-la mais estável. Temos, assim, um estabilizador sem perdas; nesse sistema a tensão de saída equivale à de entrada multiplicada pela relação sinal/espaço (veja a figura 6).

Não há, em princípio, perda alguma de potência em tal sistema. Nas fontes reais, algum dispositivo eletrônico de comutação, como um transistor ou SCR, substitui a chave de nosso exemplo. Os dois blocos adicionais utilizam essa "chave", sendo possível, na prática, combiná-los de modo a se ter um único estágio comutador; nesse caso, porém, a relação sinal/espaço dessa chave precisa ser controlada, assim como sua frequência. Essa configuração deu origem ao esquema da figura 7 — que, sob certos aspectos, é uma fonte chaveada ainda mais aperfeiçoada.

Conclusões

Podemos então resumir as vantagens das fontes chaveadas sobre as lineares nos seguintes ítens:

(a) São menores e bem mais leves;

(b) Dependendo da faixa de potência, são mais baratas;

(c) Têm maior eficiência, pois geram menos calor e exigem bem menos energia.

Em contrapartida, as fontes chaveadas realmente criam alguns problemas, tais como maior complexidade do circuito, mais geração de ruído (tanto na entrada como na saída), além do projeto crítico e relativamente difícil. De qualquer forma, os aperfeiçoamentos da próxima geração de fontes chaveadas não serão consequência da disponibilidade de novos componentes VLSI, e sim dos progressos na física fundamental, tanto nos componentes como nos circuitos, com a finalidade de reduzir ainda mais as perdas de potência.

O sonho dos caçadores de tesouros tornou-se realidade: aqui está um detector simples, barato e de grande sensibilidade! Para os principiantes, temos ainda informações sobre as características magnéticas da matéria e dicas de uso do aparelho

Um prático detector de metais

Os detectores de metais trabalham, em geral, com base em um dos seguintes princípios:

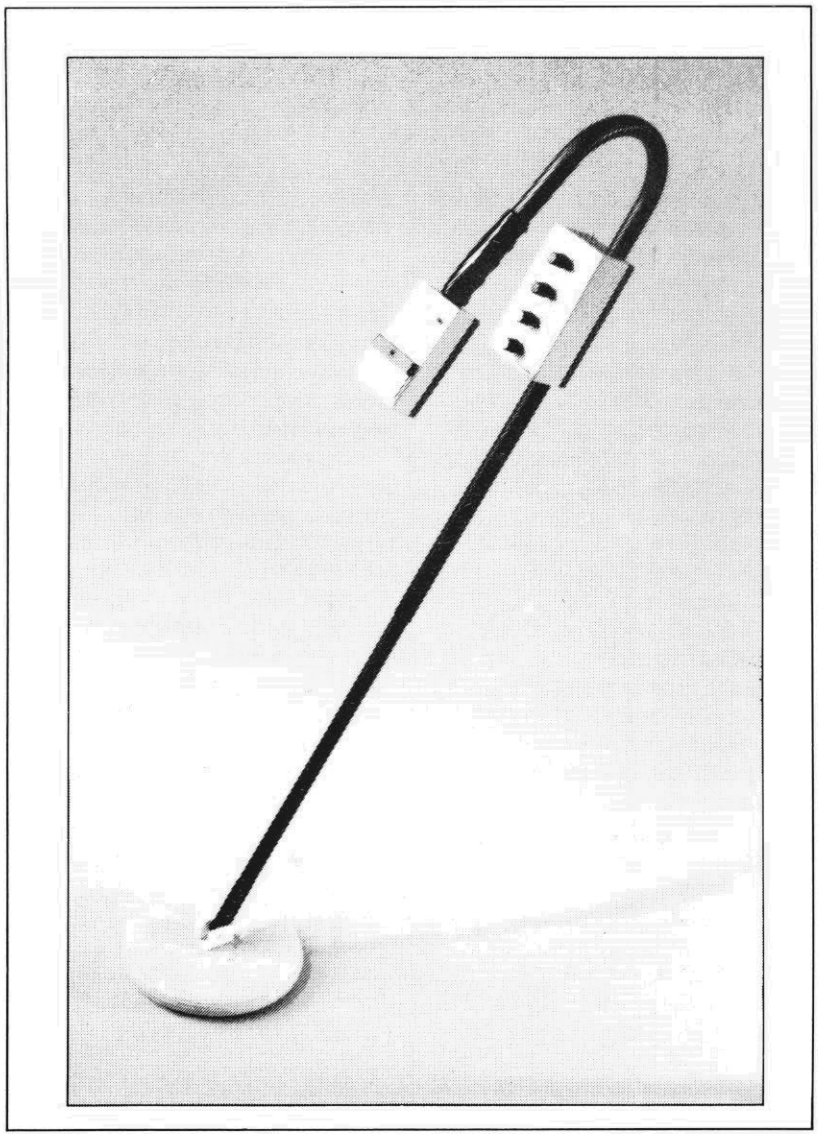
— BFO (*beat frequency oscillator* ou oscilador por freqüência de batimento), sistema em que a bobina de exploração faz parte de um oscilador; a freqüência variável gerada por ele é misturada a outra, fixa, produzida por um segundo gerador, e a freqüência diferença (ou de batimento) cai dentro da faixa audível. Sempre que a bobina é aproximada de algum objeto metálico, o oscilador variável ocasiona uma alteração perceptível nessa freqüência de batimento. Os detectores baseados nesse princípio são relativamente baratos e de fácil operação.

— TR/IB (*transmit-receive/induction-balance* ou transmissão-recepção/equilíbrio de indução), que tira proveito do acoplamento mútuo entre uma bobina de transmissão e outra de recepção. Quando um objeto metálico é colocado nas proximidades dos indutores, o grau de acoplamento é alterado, permitindo detectar a resultante variação na saída do oscilador.

— PI (*pulse induction* ou indução por pulsos), no qual é transmitido um trem de pulsos e os ecos recebidos de volta são analisados em função do formato e intensidade; isto possibilita indicar a presença de objetos metálicos na área coberta pelo transmissor.

Embora cada um desses métodos tenha suas virtudes, o detector de metais ideal seria, obviamente, o que aproveitasse os pontos fortes dos três. Tal instrumento seria extremamente sensível, podendo até fornecer indicações sobre a composição metálica do objeto enterrado. Deve-se compreender, porém, que esse instrumento ideal não existe, já que é extremamente difícil eliminar certas desvantagens inevitavelmente associadas aos três métodos descritos.

O detector de metais aqui sugerido, portanto, tem por base o método TR/IB, possuindo dois indutores na cabeça de exploração. Mas como veremos mais adiante, o projeto pode ser considerado uma combinação de detector com oscilador de indutância variável.



Propriedades magnéticas

Certos objetos metálicos podem causar variações na auto-indutância de uma bobina e, por conseguinte, no grau de acoplamento entre indutores. O efeito pode ser positivo ou negativo, dependendo da permeabilidade relativa (μ_r) do metal em questão. Nesse contexto, é interessante saber quais são os materiais e substâncias classificados como **paramagnéticos** ($\mu_r > 1$), **diamagnéticos** ($\mu_r < 1$) e **ferromagnéticos** ($\mu_r >> 1$); observe a tabela 1.

É muito difícil, em geral, determinar a composição de um objeto com base na medida de sua μ_r. No entanto, pode-se detectar com facilidade a diferença entre materiais diamagnéticos e paramagnéticos, de um lado, e ferromagnéticos do outro, graças à apreciável variação no nível de permeabilidade.

As **correntes parasitas**, por sua vez, são induzidas em todo objeto condutor submetido a um campo magnético variável. A intensidade dessas correntes depende do formato e tamanho do objeto metálico, além da resistividade das substâncias de que é composto. Assim, por exemplo, uma chapa de metal de grandes dimensões pode desenvolver correntes parasitas razoavelmente intensas; para enfraquecê-las, porém, é suficiente fazer uma série de fendas nessa chapa.

Com relação ao caso específico do detector de metais, outros fatores que determinam o nível das correntes parasitas em um objeto metálico incluem sua posição em relação ao campo magnético (ou seja, o número de linhas de força que o interceptam) e o efeito introduzido pela composição da superfície do solo. Estas considerações serviram, portanto, para demonstrar as dificuldades técnicas envolvidas em se determinar a composição de objetos enterrados, com base em apenas um método de medição.

Descrição do circuito

O esquema referente ao detector de metais aparece na figura 1. Comecemos pelo transistor T1, que funciona como um oscilador auto-extingüível — ou seja, ele produz simultaneamente um sinal de alta freqüência e outro de baixa freqüência, dando origem a uma forma de onda tipo AM, como se vê na figura 2. Nota-se, ainda, que o flanco ascendente do sinal composto é mais abrupto que o descendente.

O oscilador é comutado por meio de D1, C1 e R1. Durante a oscilação, o capacitor C1 é carregado via D1, até uma tensão elevada o suficiente para cortar T1. A oscilação é interrompida e C1 descarrega-se por R1, até que a tensão baixe o suficiente para que T1 volte a oscilar novamente.

Os indutores do transmissor, L1...L3, estão ligados entre a base e o coletor de T1. Na prática, esse conjunto de bobinas é implementado de forma a neu-

1

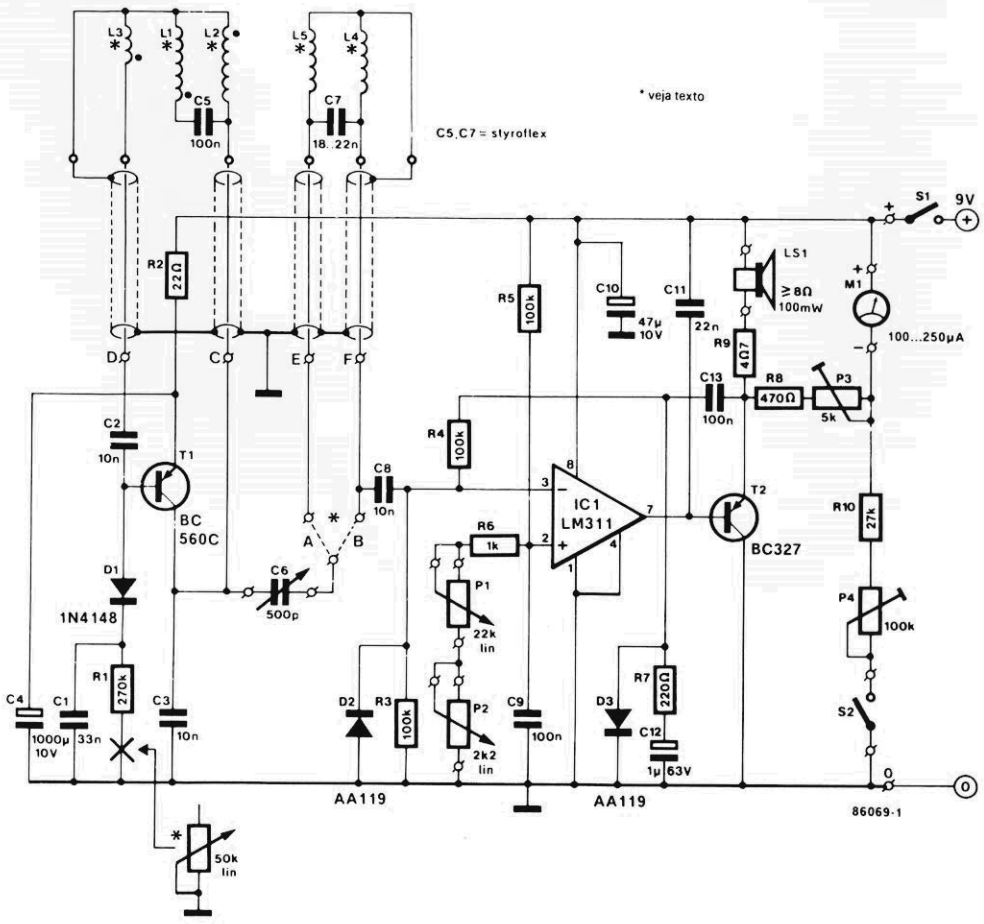


figura 1 — Esquema completo do detector de metais.

tralizar as capacitâncias parasitas, assegurando assim a estabilidade do oscilador. O capacitor C5 fica inserido na cabeça exploradora, juntamente com os indutores, evitando problemas de estabilidade devidos à capacitância dos cabos que interligam a cabeça com o circuito do detector.

Os indutores L4 e L5 formam, juntos, o laço de acoplamento, também alojado na cabeça de exploração e parcialmente sobreposto às bobinas do transmissor. O sinal residual proveniente de L4-L5 pode ser compensado com o auxílio do capacitor variável C6, cuja função é "zerar" o detector quando a posição das bobinas transmissoras e receptoras estiver alinhada e a confecção da cabeça exploradora tiver sido completada.

A sensibilidade do instrumento pode ser ajustada por meio do potenciômetros P1 ("fina") e P2 ("grossa"). Quanto a D2, atua como retificador positivo, assegurando a ausência de níveis negativos na entrada inversora de IC1. A operação do circuito detector é relativamente simples: assim que o sinal de entrada, já retificado, excede a tensão de limiar na entrada não inversora do comparador, o CI é ativado, baixando o nível de sua saída em coletor aberto e fazendo conduzir T2, que excita o alto-falante.

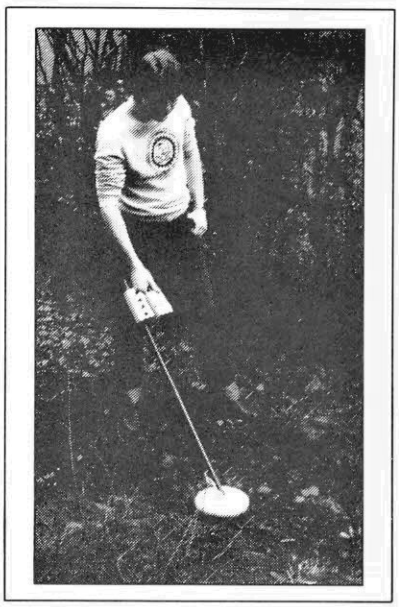
A altura ou freqüência do tom emitido pelo alto-falante vai depender do nível de sinal enviado pelas bobinas receptoras (L4-L5). Esse efeito está ilustrado pela linha tracejada horizontal, na figura 2. Variações na intensidade do sinal recebido dão origem, assim, a uma variação correspondente no fator de trabalho do sinal, mais exatamente na parte que excede o limiar. O efeito obtido, então, é o de uma alteração audível de freqüência, sempre que um objeto metalico é detectado.

Os componentes D3, R7 e C12 convertem o sinal que deixa T2 em uma tensão negativa de realimentação para o comparador. Esse arranjo proporciona um controle automático de ganho que compensa variações maiores do nível de entrada. O instrumento de bobina móvel M1 fornece uma indicação visual da intensidade de sinal, enquanto a chave S2 possibilita checar a condição da bateria, antes ou durante a procura de objetos.

Montagem

O desempenho final do detector de metais depende, e muito, do cuidado empregado na confecção do sistema de bobinas exploradoras. Na figura 3 pode-se ver o formato e as dimensões das fôrmas que sustentam os indutores. Elas devem ser feitas, de preferência, com algum material plástico que seja fabricado em forma de chapas; o uso de madeira não é aconselhável, já que a resultante suscetibilidade das fôrmas às variações da umidade ambiente poderá dificultar o "zeramento" do detector.

Uma vez cortadas as chapas como indicado, deve-se fazer um chanfro ao longo da borda de ambas, a fim de alojar as bobinas (esse rebaixo pode ser feito com 5 mm de largura e 10 mm de profundidade). Em seguida, é preciso providenciar as furações para os parafusos de



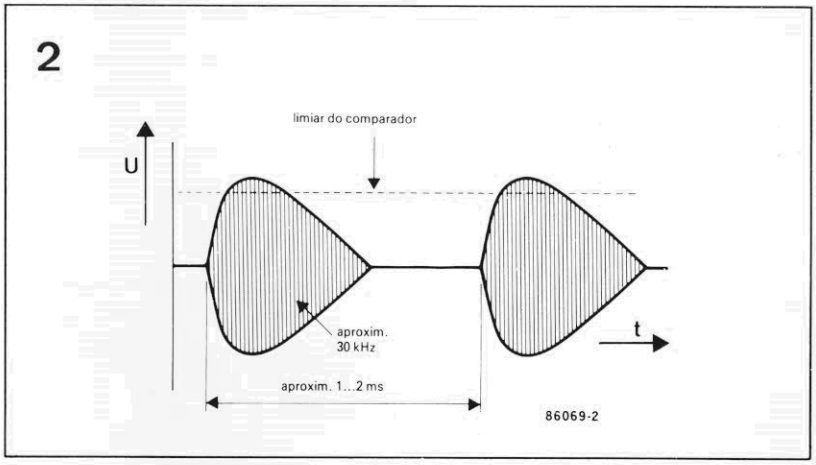


figura 2 — Sinal de saída do oscilador auto-extinguível.

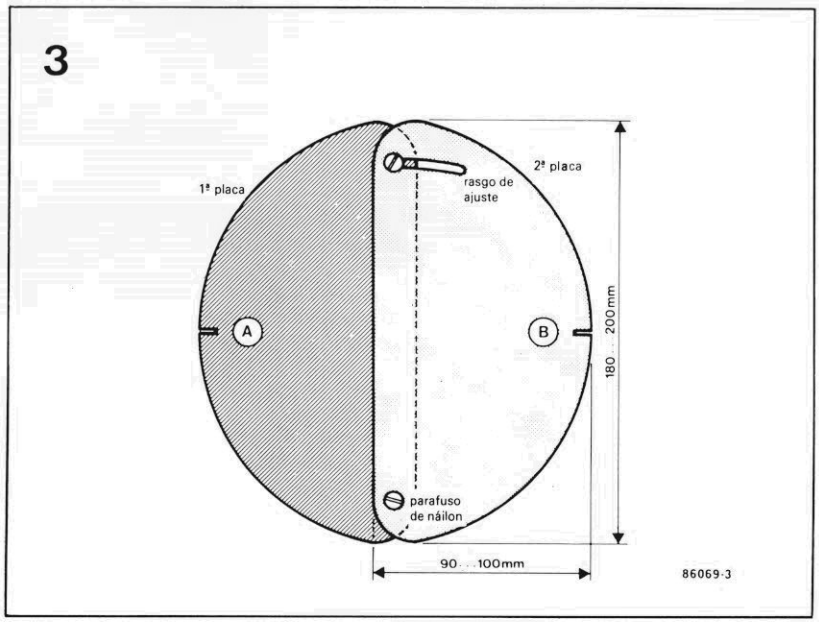


figura 3 — As duas metades do conjunto de bobinas podem ser alinhadas, para se obter o melhor equilíbrio possível.

TABELA 1 — Propriedades magnéticas de alguns materiais

DIAMAGNÉTICOS	PARAMAGNÉTICOS	FERROMAGNÉTICOS
(μ_r<1)	(μ_r>1)	(μ_r>>1)
bismuto	alumínio	cobalto
vidro	silício	níquel
cobre	ar	ferro
água	platina	ferrite
prata	paládio	aço

Lista de componentes

Resistores (todos de ±5%)
R1- 270 k
R2- 22
R3, R4, R5- 100 k
R6- 1 k
R7- 220
R8- 470
R9- 4,7
R10- 27 k
P1- pot. linear de 22 k
P2- pot. linear de 2,2 k
P3- trimpot de 5 k
P4- trimpot de 100 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 33 nF
C2, C3, C8- 10 nF
C4- 1000 µF/10 V (tipo axial)
C5- 100 nF (styroflex)
C6- trimmer de 500 pF
C7- 18...22 nF (styroflex)
C9, C13- 100 nF
C10- 47 µF/10 V (tipo axial)
C11- 22 nF
C12- 1 µF/63 V (tipo axial)

Semicondutores
D1- 1N4148
D2, D3- AA119
T1- BC560C
T2- BC327
IC1- LM311

fixação, os dois pequenos rasgos dos pontos A e B e um rasgo maior de calibração da cabeça (veja a figura 3). Todas as bobinas empregam fio de cobre esmaltado com bitola de 0,3 mm e são enroladas da seguinte forma:

— Começa-se colocando a ponta do fio na primeira placa, mais exatamente no ponto A. Enrola-se então L1 com 22 espiras no sentido horário, alojando-a no fundo do chanfro aberto ao longo da borda; o final também é no ponto A, onde se deve fazer uma derivação, torcendo cerca de 10 cm de fio, que vai ser colado na superfície da placa. Deixando o restante do fio de lado, por enquanto, passa-se agora à bobina L3; o início dessa bobina é ligado à derivação já feita e depois enrolada com 4 espiras no sentido anti-horário, sobre L1. É preciso começar e terminar novamente no ponto A e colar a extremidade livre de L3 à chapa de plástico. Prosseguindo com as bobinas do transmissor, enrola-se agora L2 a partir do fio que sobrou do enrolamento de L1; mais 22 espiras são então enroladas no chanfro, no sentido horário, mais uma vez começando e terminando no ponto A e colando-se a última extremidade livre do fio à chapa.

— Passando à segunda placa, enrola-se L4 com 36 espiras no sentido horário, tendo por início e fim o ponto B. Faz-se uma derivação semelhante à de L1, que é colada à superfície da chapa juntamente com o início do enrolamento. Usando o restante do fio, confecciona-se agora L5 com mais 36 espiras horárias; para-se novamente no ponto B e cola-se o fim do fio na chapa, como os demais.

Terminada essa parte, convém identificar as várias extremidades e derivações, raspar o esmalte de todas elas e checar a continuidade; em seguida, fixa-se os capacitores C5 e C7 ao conjunto, para depois conectá-los aos fios corretos. A cabeça de exploração está pronta.

As demais partes mecânicas do detector podem ser implementadas de acordo com as necessidades ou gosto pessoal de cada montador. A foto de entrada do artigo dá uma sugestão prática para o aparelho, concebida para que o usuário possa varrer o chão confortavelmente, tendo os controles e o visor ao alcance da mão e dos olhos. A haste que acopla a cabeça exploradora à caixa do circuito e à empunhadura pode ser de madeira (como um cabo de vassoura, por exemplo); ou, melhor ainda, um tubo de PVC com um diâmetro adequado, que tem a vantagem de pesar menos e embutir toda a fiação entre as duas pontas do aparelho.

4

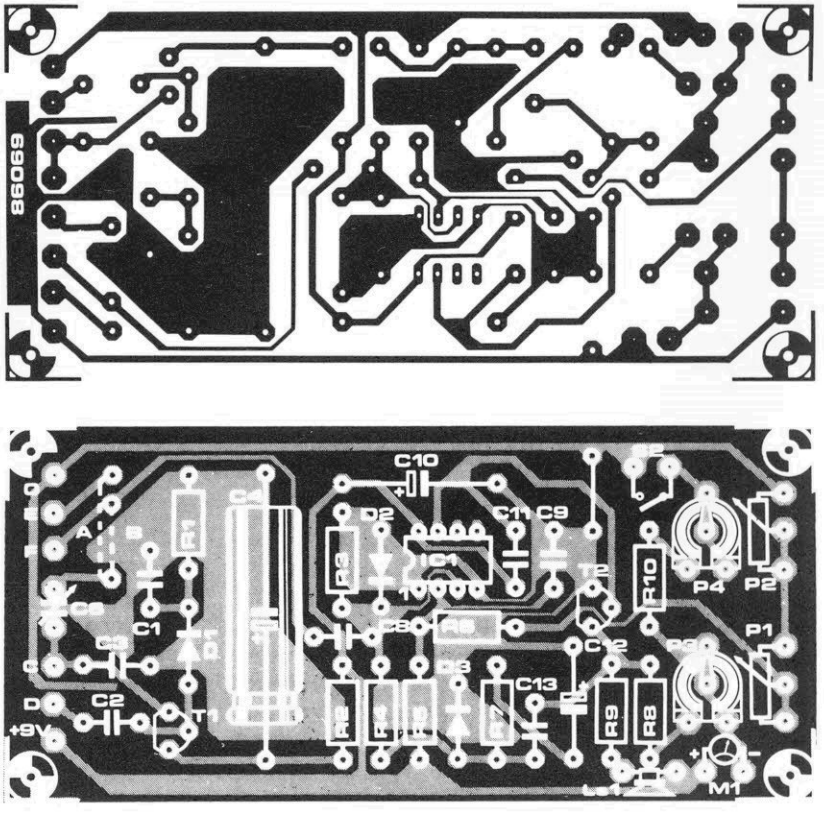


figura 4 — Placa de circuito impresso projetada para o detector, em escala natural.

A confecção da parte eletrônica é apenas uma questão de fazer a placa da figura 4 e montar os componentes sobre ela. Não estarão alojados sobre essa placa os controles que vão para o painel frontal: S1, S2, C6, P1 e P2 (um sexto comando poderá ser acrescentado a eles, como veremos logo mais). Em tempo: todas as conexões entre os circuitos sintonizados da cabeça e a placa impressa devem utilizar cabos blindados.

Uma vez concluída a montagem, feitas as interligações e verificadas as conexões, é hora de passar à calibração do conjunto (o que veremos a seguir). Por último, pode-se pensar em encapsular de algum modo a cabeça de exploração — tal como duas tampas encaixáveis ou mesmo um molde de poliuretano ou resina epóxi. Quanto à caixa do circuito, a figura 5 traz uma idéia básica para seu painel.

Ajuste do sistema

Inicialmente, as duas chapas plásticas devem ficar espaçadas até o limite permitido pelo rasgo de ajuste e pelos parafusos de fixação (que devem ser de náilon, para evitar interferências no instrumento). Sem ligar ainda as pontes A e B da placa impressa e com todos os controles posicionados a meio curso, alimenta-se o detector para verificar se ele é capaz de produzir um tom audível em uma determinada posição de P1 e P2. É bom certificar-se que esse teste seja realizado sem qualquer objeto metálico nas proximidades da cabeça exploradora.

Alinha-se então cuidadosamente a posição relativa das chapas, até que o volume no alto-falante seja mínimo; talvez seja necessário, nesse meio tempo, voltar a ajustar os controles de sensibilidade. Aumenta-se agora a distância entre as placas em cerca de 0,5 mm e fixa-se com firmeza o conjunto por meio do parafuso e da porca de náilon. Feito isto, os indutores podem ser selados como sugerido anteriormente.

Instala-se a seguir a ponte A e verifica-se se o capacitor C6 permite um ajuste que reduza o volume no alto-falante; caso não funcione, tenta-se com a ponte B. Se nem assim a calibração surtir efeito, será sinal de desbalanceamento no conjunto de bobinas, devido talvez ao molde ou encapsulamento final. Como última tentativa, pode-se acoplar um capacitor de 470 pF em paralelo com C6; se isto também falhar, a única solução será refazer a cabeça de exploração.

Se tudo estiver OK, alimenta-se o circuito com uma fonte regulada variável, ajustada para 9 V; ajusta-se então os controles de sensibilidade para que o aparelho não produza som algum. Em seguida, S2 é pressionada e P4 ajustado para que M1 dê uma leitura de fim de escala; reduzindo depois a alimentação para 7 V, assinala-se em vermelho o ponto marcado pelo ponteiro de M1 (esse ponto fornece a indicação de bateria fraca). O trimpot P3, por fim, permite adequar a sensibilidade do instrumento às preferências individuais.

Uma observação final sobre o oscilador: uma freqüência de batimento entre 100 e 150 Hz poderá surgir também no alto-falante, como resultado da interferência entre as duas freqüências de saída. Tal efeito poderá ser eliminado ou reduzido instalando-se um potenciômetro de sincronismo (50 k) em série com R1, conforme indicado na figura 1.

O detector na prática

Os montadores menos experientes em detectores de metais devem tentar utilizá-lo com vários ajustes do capacitor C6. De qualquer modo, uma série de experiências de campo demonstrou que a sensibilidade do aparelho atinge o máximo quando o som no alto-falante mal pode ser ouvido. Girar C6 para um lado e outro de sua posição de nulo é uma forma de determinar se o objeto localizado é composto por substâncias ferromagnéticas ou dia/paramagnéticas.

A prática é, sem dúvida, o melhor caminho para se adquirir experiência na operação deste detector de metais, assim como na interpretação dos sinais que fornece. Logo se tornará evidente que a porção sobreposta das duas chapas é a área mais sensível da cabeça exploradora. Varrendo o solo lentamente com essa parte, é possível detectar a presença de pequenas moedas a 15 cm de profundidade.

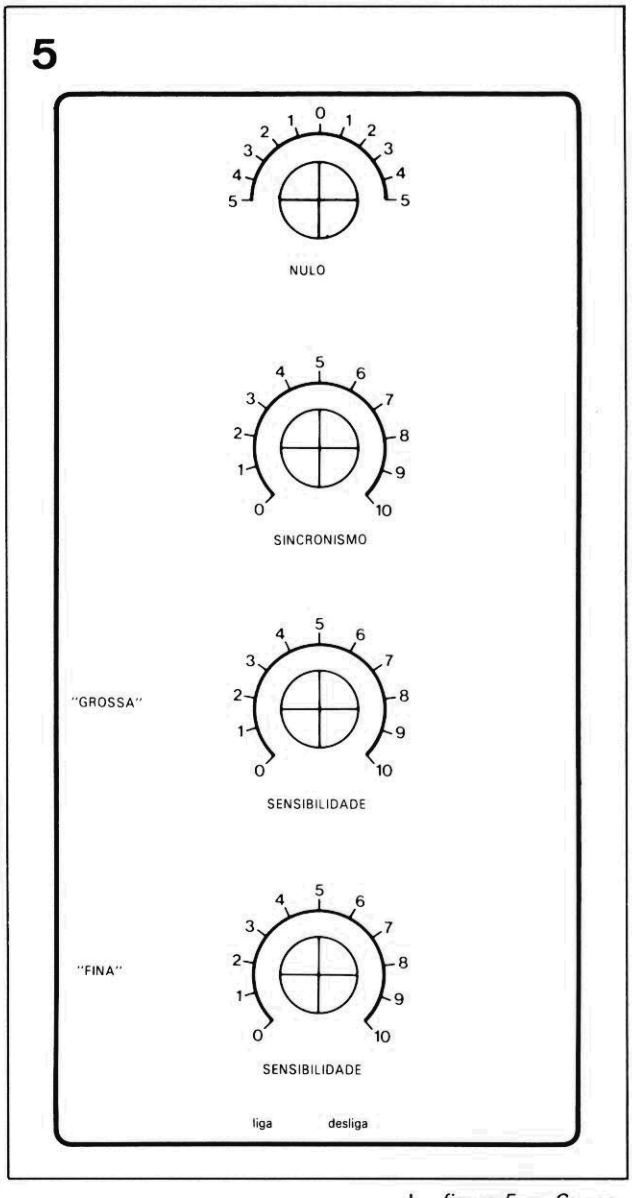


figura 5 — Sugestão de painel frontal para o detector metais.

Diversos
L1...L5- veja texto
S1- chave liga-desliga
S2- chave de contato momentâneo
LS1- 100 mW 8 ohms
M1-bobina móvel, de 100...250 µA
Placa nº 86069
Material p/ a fôrma das bobinas
Caixa para o circuito
Tubo de PVC

Estações de controle pelo toque em áudio

O nome já diz tudo: a partir de um circuito básico, pode-se implementar seletores de entrada e controles de volume, tonalidade e amplitude estéreo, separados ou simultaneamente, formando um sistema pronto para ser acoplado a um amplificador de potência. Todos, é claro, ativados pelo toque dos dedos e na versão estéreo

Os sensores por toque são muito versáteis e podem ser adaptados aos mais diversos circuitos. Na própria Elektor tivemos uma boa prova disso com o sistema de percussão eletrônica ("Mini-percussão com múltiplas variações", nº 15, 16 e 17/18.) Neste novo projeto eles tomaram o lugar de todos os potenciômetros e chaves mecânicas, controlando sozinhos as várias funções de um pré-amplificador. Isto acarretou inevitavelmente a simplificação de algumas dessas funções — como o volume e a tonalidade, que passam a ser ajustados em níveis discretos. Longe de ser uma desvantagem, porém, essa adaptação elimina do circuito todos os componentes sujeitos a desgaste mecânico e lhe confere um aspecto mais sofisticado (veja algumas idéias de painéis na figura 1); além disso, cada posição ou nível selecionado é sinalizado por um pequeno LED. Queremos deixar claro, no entanto, que esta não é uma sugestão para puristas de áudio que exijam controles de variação contínua.

Pois bem, assumindo que os engenheiros de gravação façam um trabalho competente, algumas funções de controle podem ser simplesmente removidas do painel frontal do pré e substituídas por ajustes internos. isto vale, por exemplo, para os controles contínuos de tonalidade e equilíbrio, que podem ser calibrados de acordo com a acústica do ambiente e o gosto individual, dificilmente exigindo algum ajuste posterior. Assim sendo, o número de funções de controle pôde ser reduzido a:

— *Seleção de entrada*: fono, sintonizador, fita, auxiliar
— *Volume*: em 4 níveis discretos
— *Amplitude estéreo*: 4 posições, de mono a estéreo "expandido"
— *Tonalidade*: reforço de graves, presença (ou *loudness*), resposta plana e corte de agudos

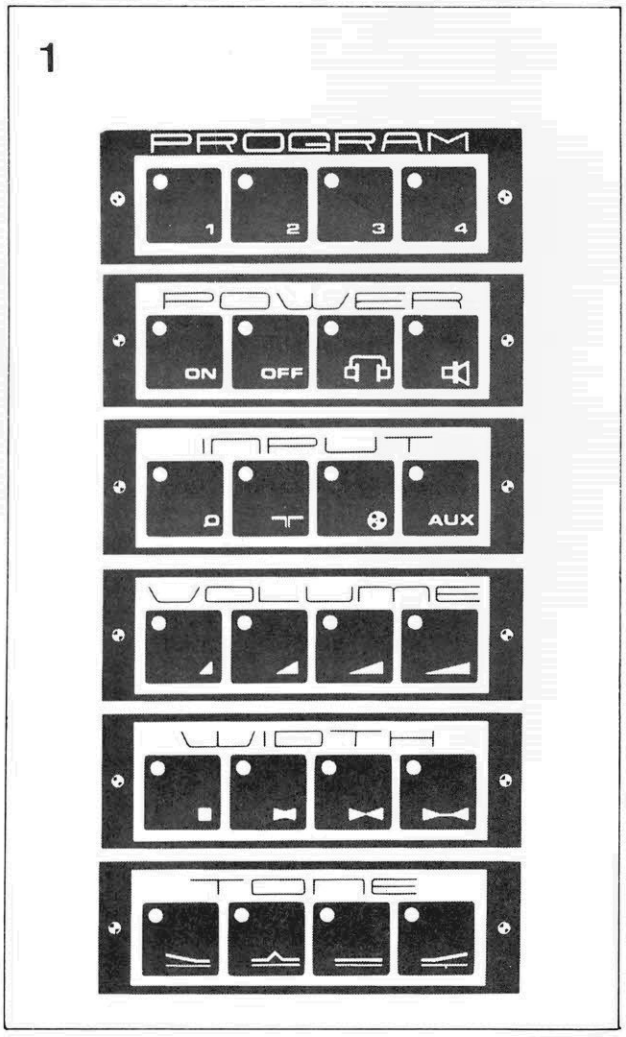
Na figura 2 vemos um diagrama de blocos bastante simplificado, representando o pré/controlador completo, aproveitando as quatro funções citadas. Como se vê, o seletor de entrada é acoplado diretamente a um controle de tonalidade; daí, o sinal vai para o estágio que controla a amplitude da imagem estereofônica (pela introdução de *crosstalk* ou interferência mútua entre os canais) e, por fim, para o controle de volume. Atenção para a entrada "fono", que deve ser obrigatoriamente precedida por um pré dotado de equalização RIAA — o qual pode ser alojado na unidade de controle (embora seja preferível no próprio toca-discos, a fim de reduzir as interferências).

O desempenho global do sistema foi resumido em sua ficha técnica, onde foram incluídos também gráficos de distorção e desempenho do controle de tonalidade. Ressaltamos apenas que os circuitos propostos podem ser usados em conjunto ou separados; além disso, para facilitar ao máximo a implementação do sistema, todos empregam a mesma placa padronizada.

O sensor de 4 posições

Todos os controles mencionados baseiam-se no sensor pelo toque de 4 posições representado na figura 3, que por sua vez está baseado em um integrado CMOS tipo 4011 (com-

figura 1 — Sugestões de painéis de toque para as estações de controle.



posto por 4 portas NE de 2 entradas). Assim que o circuito é ligado, a saída de uma das portas assume o nível "1", enquanto as demais permanecem em "0" — isto porque um nível alto é aplicado a todas elas através dos resistores de entrada ligados a +Vcc e dos diodos pertencentes à porta cuja saída foi para "1". A velocidade de comutação de cada porta e a tolerância dos vários resistores é que vão determinar qual das saídas irá inicialmente para "1".

Vamos supor agora que seja tocada a entrada nº 1. O pino 1 da porta N1 é então mantido em "0" pela resistência da pele, fazendo com que sua saída vá para "1". Esse nível alto é aplicado às entradas das outras três portas via D4, D7 e D10, respectivamente. Como a outra entrada de cada uma das portas já está em nível alto, por meio dos resistores de entrada (R4, R5, R7,

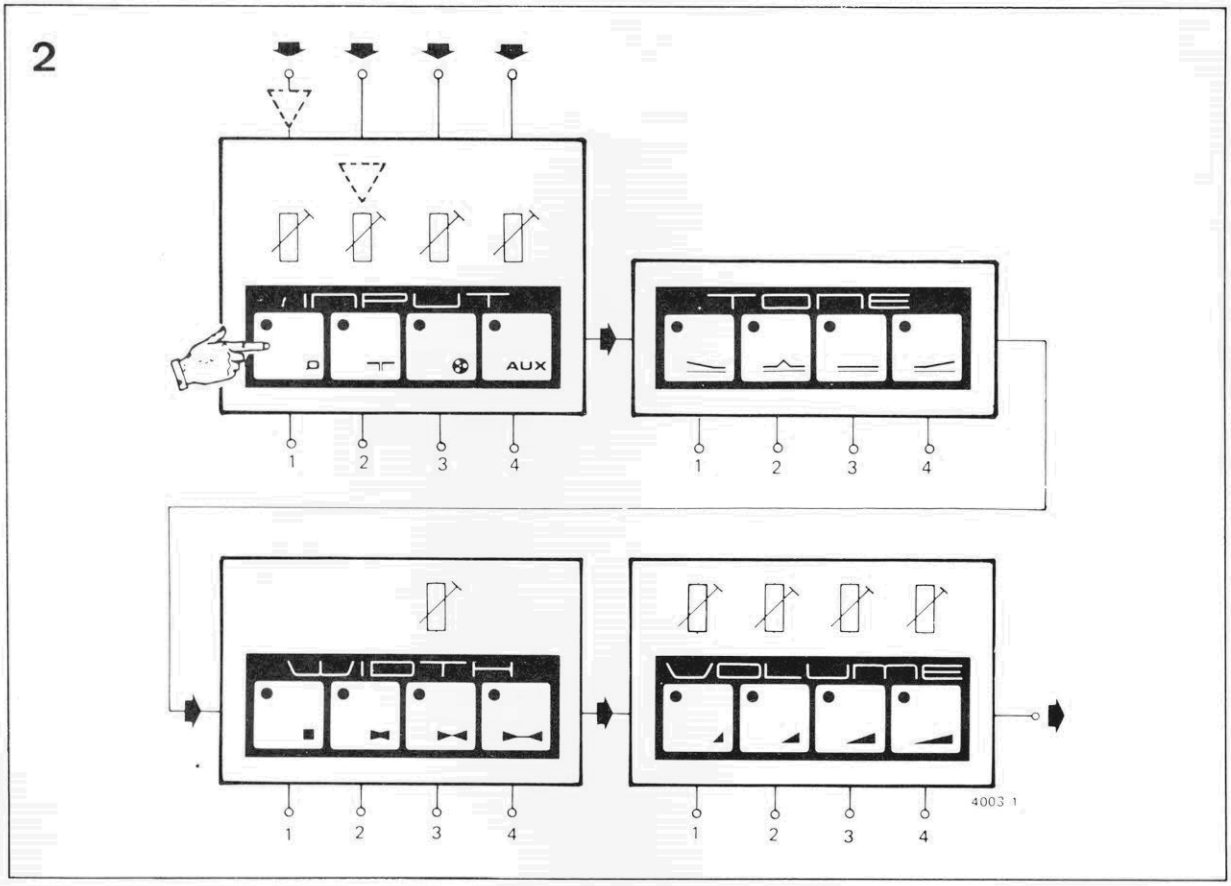
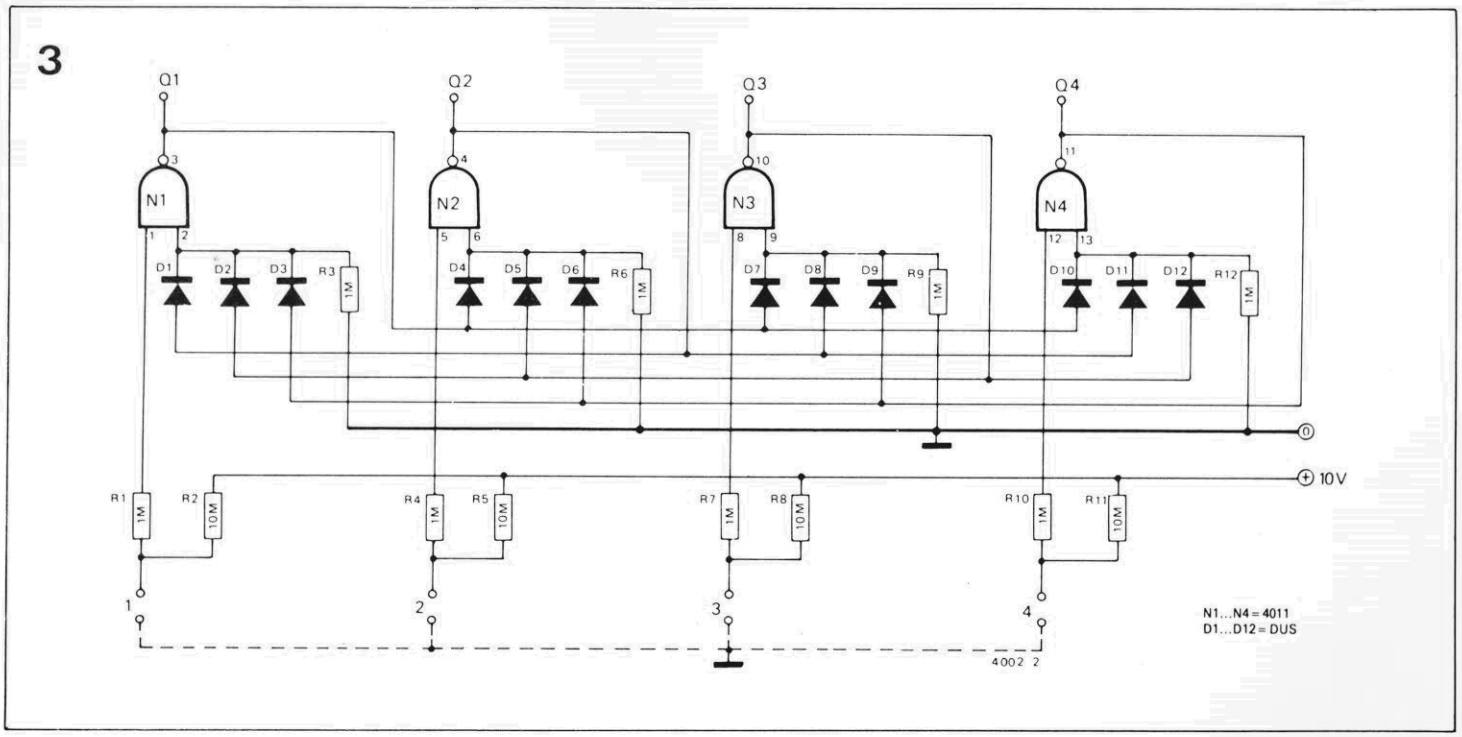


figura 2 — Diagrama de blocos completo do pré ativado pelo toque, composto por um seletor de entrada e pelos controles de tonalidade, amplitude estéreo e volume. Qualquer um deles pode ser omitido em afetar a sensibilidade global.

figura 3 — Circuito básico para um sensor de toque de 4 posições. Basta tocar um dos contatos de entrada para que a saída correspondente vá para "1" e as restantes para "0".



estações pelo toque em áudio

R8, R10 e R11), as saídas de N2...N4 ficam em "0". O nível lógico nos anodos de D1...D3 também é baixo, enquanto o pino 2 de N1 é mantido nesse mesmo nível por R3. Desse modo, quando a entrada 1 é liberada, a saída de N1 permanece "travada" no nível alto. Essa explanação vale para as outras três entradas, sendo que apenas uma delas por vez pode apresentar um nível alto.

Contatos NA e NF

O sensor por toque é usado, em nosso caso, no controle de dois tipos de chave eletrônica: a de contatos NA (normalmente abertos), como a da figura 4, e a de contatos NF (normalmente fechados), ilustrada na figura 6. Logo que um nível alto é entregue à entrada Qx, na figura 4, T1 passa a conduzir, fazendo fluir corrente pelo LED, pelo resistor e pela base de T2, que também entra em condução. O LED permanece aceso para indicar que essa posição está ativada.

As alterações necessárias para se comutar dois canais podem ser vistas na figura 5; T1 é usado agora na comutação de dois transistores e os resistores de base tiveram seu valor dobrado, para que a corrente do LED permaneça a mesma.

O circuito da figura 6 opera de forma inversa ao da figura 4. De fato, quando a entrada Qx está em "0", T1 fica cortado; no entanto, T2 e T3 são levados a conduzir pela corrente que flui em suas bases através do LED e de R2...R4 — o que faz o "contato" estar fechado. Mas assim que um nível alto é aplicado a Qx, T1 passa a conduzir, aterrando as bases de T2 e T3 e levando-os ao corte. A corrente flui agora pelo LED, via R2 e T1, fazendo-o acender.

A figura 7 representa a versão simplificada do controle de volume com 4 níveis discretos, exemplificando a utilização dos contatos NA. No canal esquerdo, R13 e R15-R21 constituem um potenciômetro, assim como R14 e R16-R22 no canal direito. Quando uma das entradas (Q1...Q4) está alta, os transistores correspondentes (T5/T6-T11/T12) passam a conduzir, aterrando uma das extremidades do resistor de coletor associado (R15/R16-R21/R22). O grau de atenuação vai depender então do valor dado ao resistor aterrado, podendo ser variado segundo preferências individuais. Após ter sofrido atenuação, o sinal é enviado à base de T13(T14) e vai aparecer no seu coletor. Observe que esse controle, assim como os demais, possui as entradas Q1...Q4, correspondentes às saídas do sensor de toque já visto na figura 3.

O seletor de entrada

Representado por inteiro na figura 8, o seletor de fontes de programa lança mão dos contatos NF para "curto-circuitar" os sinais indesejáveis. Sempre que uma das entradas é selecionada (Q1...Q4), o transistor correspondente (T1...T4) é levado à condução; o par correspondente de transistores dos canais esquerdo e direito (T5/T6...T11/T12) vai para o corte, permitindo que o sinal desejado alcance a base de T15 e T16. Os demais pares de transistores passam a conduzir, desviando os sinais não selecionados para a terra.

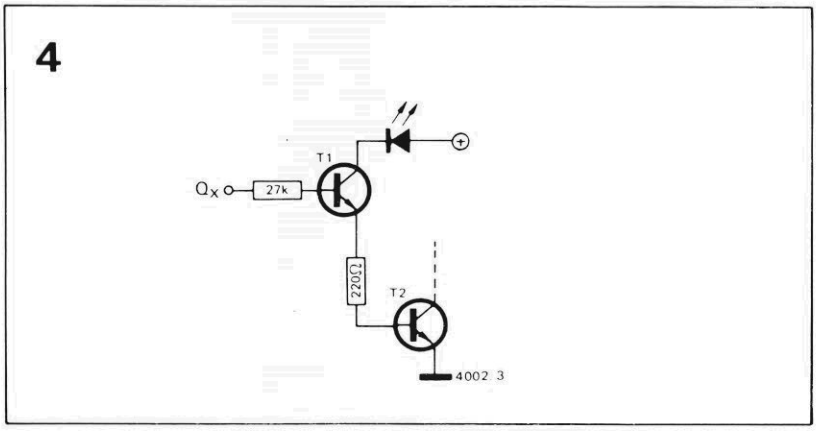


figura 4 — Demonstração do princípio de um contato NA eletrônico; o LED indica quando o contato está "fechado".

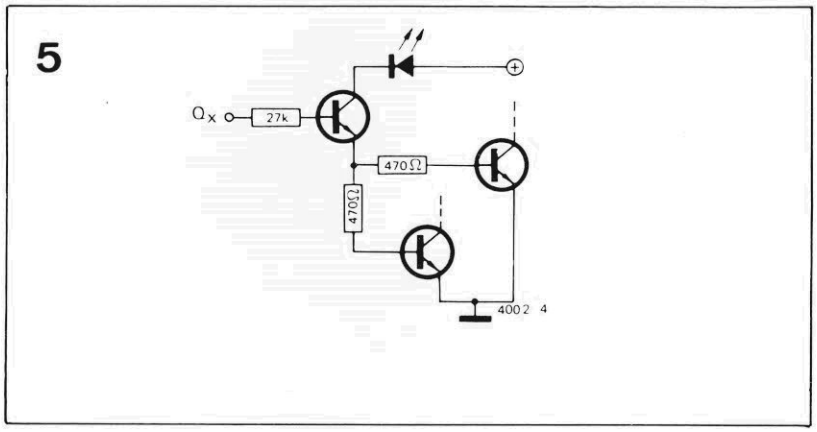


figura 5 — Expansão do circuito anterior, a fim de controlar 2 canais.

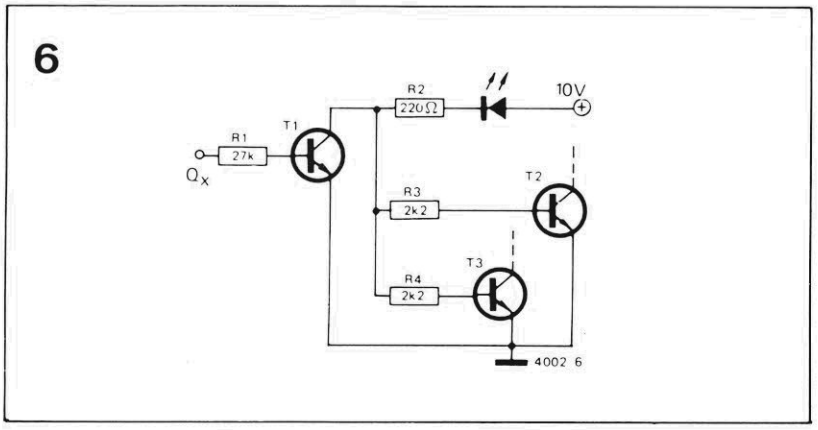


figura 6 — Contato NF eletrônico, onde o LED sinaliza a condição em aberto.

Os trimpots incluídos em cada entrada permitem ajustar a sensibilidade de entrada e o equilíbrio entre canais, a fim de compensar eventuais desbalanceamentos das fontes de sinais. O equilíbrio entre canais do próprio pré-amplificador pode ser ajustado por meio de trimpots existentes no estágio do controle de volume.

O controle de tonalidade

Esse segundo estágio do sistema aparece na figura 9 e consiste nos amplificadores *buffers* T13...T16, de entrada e saída, com três filtros comutáveis interpostos. Como se vê, T5/T6 e T7/T8 atuam como contatos NF, enquanto T11/T12 são contatos NA; o par T9/T10 foi omitido, pois corresponde à condição de resposta plana (posição 3), ou seja, sem filtros (atenção para este detalhe ao adquirir os componentes).

Se a posição 1 (reforço de graves) for selecionada, T5/T6 e T11/T12 irão para o corte, enquanto T7/T8 vão conduzir. Como consequência, C5, C6, R55 e R56 ficarão em curto, ao passo que C7 e C8 estarão em aberto. Entre os dois amplificadores *buffers* vai surgir então um filtro que enfatiza as frequências abaixo de 400 Hz, o qual aparece simplificado na figura 10a.

Selecionando a posição 2 (presença), vão conduzir T5/T6, pondo em curto C1 e C2, enquanto T7/T8 e T11/T12 entram no corte. Isto dá origem a um filtro semelhante ao da figura 10b — que é do tipo passa-banda e reforça o sinal entre 200 Hz e 4 kHz, com uma ênfase máxima de 10 dB no meio da faixa.

A posição 3 corresponde à resposta plana, com T5/T6 e T7/T8 conduzindo e T11/T12 em corte. Como resultado, tem-se o circuito equivalente da figura 10c — que não passa de um simples atenuador, com características que não dependem da frequência.

7

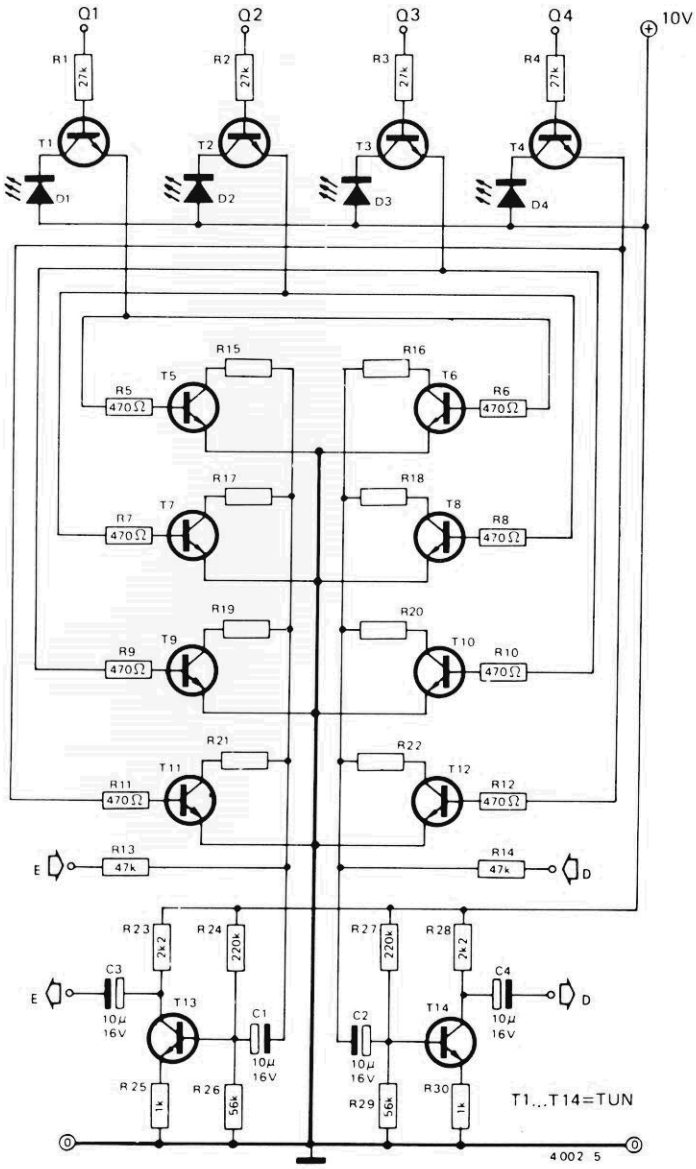


figura 7 — O contato NA aplicado a um controle de volume com 4 níveis discretos, definidos por R15...R22.

Na posição 4, por fim, todos os transistores entre T5 e T12 passam a conduzir, resultando no circuito da figura 10d (equivale ao corte de agudos). Convém observar que nas frequências que estão situadas fora do raio de ação dos filtros o ganho nominal é sempre unitário, qualquer que seja a posição de entrada. Isto garante que a comutação de um filtro para outro não seja acompanhada por grandes variações de volume.

Controle de amplitude estéreo

Este controle altera a separação entre canais pela introdução de interferência mútua (ou *crosstalk*) nos dois canais. Desse modo, a amplitude da imagem estereofônica pode ser variada de um sinal mono (onde cada canal contém igual proporção das entradas esquerda e direita), até o estéreo "expandido" (caso em que a interferência mútua é introduzida em antifase, ampliando a imagem além do estéreo normal).

No circuito, que aparece na figura 11, vê-se de imediato que o par T13/T14 atua como um amplificador diferencial — ou seja, o sinal que aparece em seus coletores é proporcional à diferença entre os sinais aplicados às bases. Assumindo, a título de exemplo, que a entrada direita está aterrada e a esquerda recebendo um sinal, a infor-

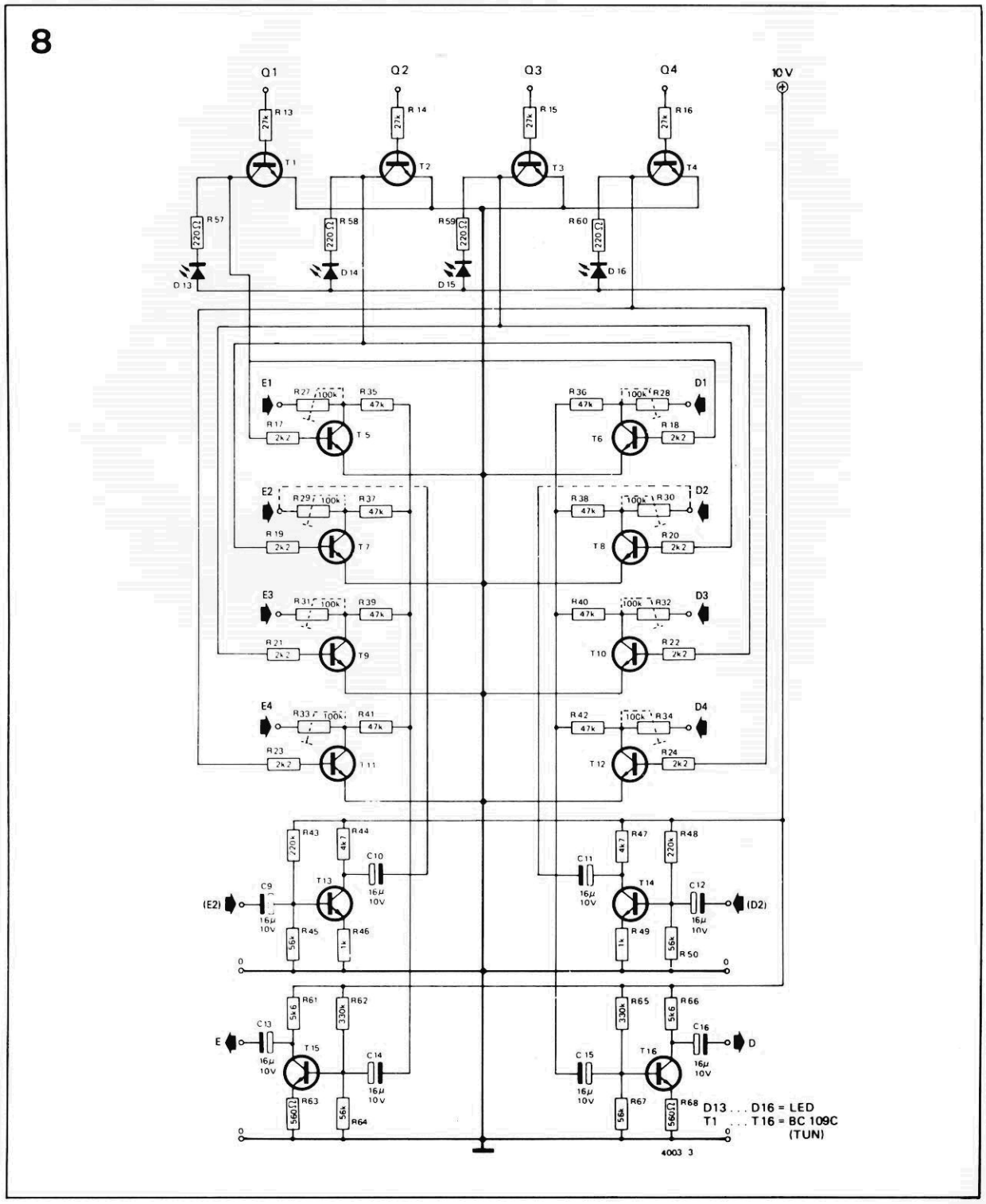


figura 8 — Esquema do seletor de entrada. T13 e T14 são opcionais e os trimpots R27 ... R34 podem ser alterados (veja texto).

mação no coletor de T14 é proporcional à entrada esquerda, mas defasada em 180° do sinal presente do coletor de T13; o mesmo raciocínio é válido para a entrada esquerda aterrada.

Quando as duas entradas estão sendo excitadas, os sinais do coletor de T13 e T14 são compostos pela saída do próprio canal com uma certa proporção de saída do outro, em antifase. Em outras palavras, a interferência mútua presente no sinal de coletor de T13 está 180° defasada em relação ao sinal do canal direito (coletor de T14) e vice-versa.

Mas é possível introduzir interferência em fase nesse sinais, fazendo uma "mixagem" com o canal oposto na base de T15 e T16, respectivamente. Na ausência de *crosstalk* em fase, os sinais que aparecem nos coletores de T15/T16 consistem no sinal original mais a interfe-

estações pelo toque em áudio

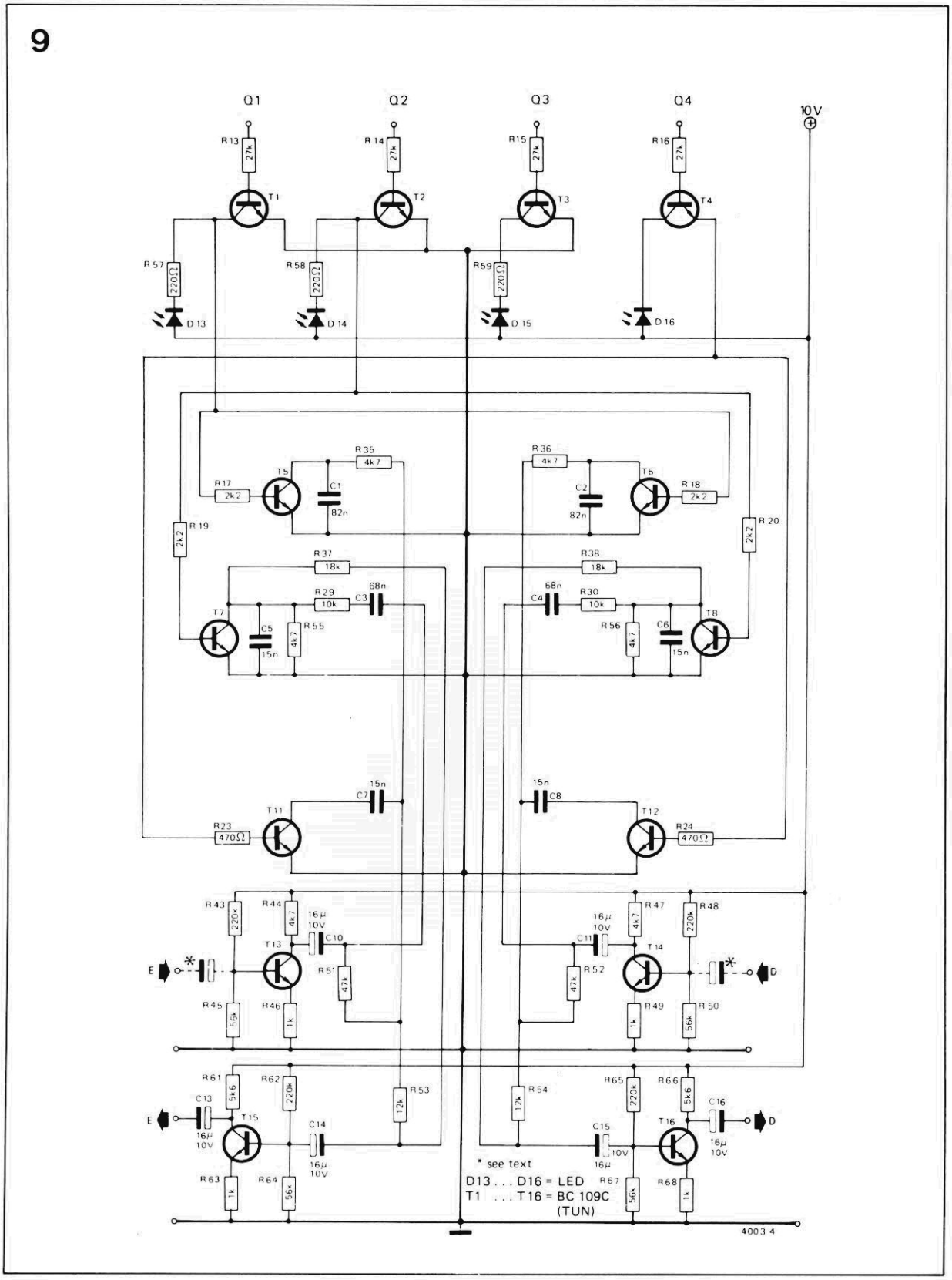


figura 9 — Unidade de controle de tom, que prevê posições de ênfase nos graves, presença, resposta plana e corte nos agudos.

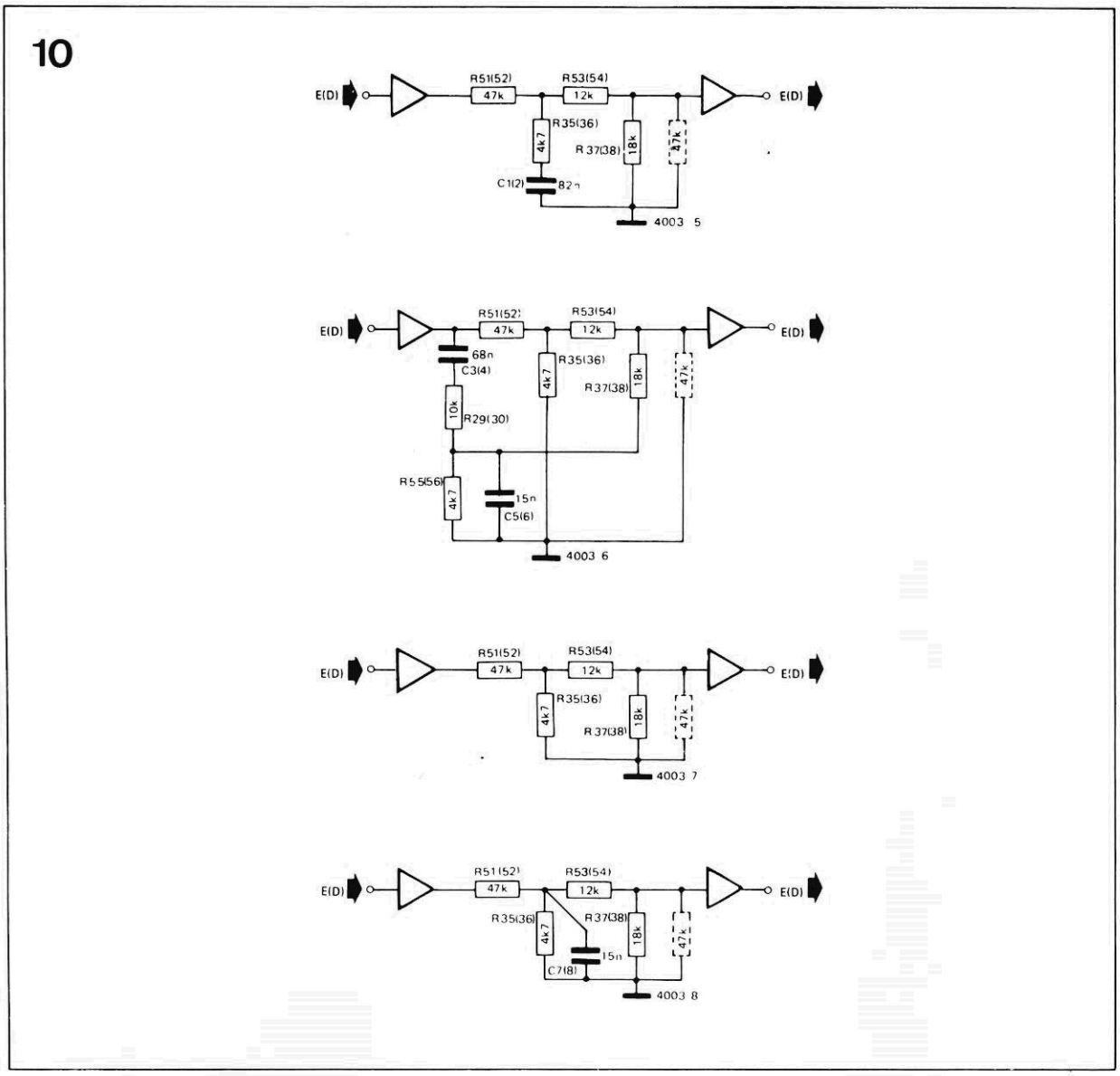


figura 10 — Circuitos equivalentes simplificados do controle de tom nas 4 posições mencionadas.

rência em antifase, provocando uma expansão na amplitude de imagem. Quando a proporção dos dois tipos de interferência é a mesma, elas se anulam mutuamente, deixando apenas o sinal estéreo original. Mas a partir do momento em que a interferência em fase começa a superar a outra, o resultado passa a ser uma redução da imagem estereofônica — até o efeito mono ser atingido, quando a interferência mútua é idêntica nos dois canais.

Selecionada a posição 1 do circuito (efeito mono), os transistores T7...T12 ficam todos cortados. Isto significa que a interferência do coletor de T14 é aplicada à base de T15, juntamente com o sinal do canal esquerdo (vindo do coletor de T13) e vice-versa. Passando para a posição 2 (imagem reduzida), T7 e T8 vão conduzir, aterrando R37 e R38, respectivamente; R51, R37 e R52, R38 formam então atenuadores que reduzem o nível de interferência em fase.

O mesmo pode ser dito da posição 3 (estéreo normal), quando T9 e T10 são acionados, mas R39 e R40 são escolhidos de maneira que as interferências cancelem-se mutuamente. Os resistores R39/R40, aliás, podem ser substituídos por trimpots, de forma que o cancelamento seja mais preciso. Por fim, na posição 4, que corresponde ao estéreo ampliado, é a vez do par T11/T12 conduzir, desviando para a terra toda a interferência em fase; sobram, então, apenas os sinais originais com a interferência em antifase, com a consequente expansão da imagem estereofônica.

A operação do circuito também pode ser demonstrada matematicamente. Assim, ignorando o ganho do amplificador diferencial, que afeta igualmente todos os componentes do sinal, podemos afirmar que

$$E_c = -E + k1.D$$

onde E_c é o sinal presente no coletor de T13, E e D são as entradas esquerda e direita e k1 é uma constante determinada pelos parâmetros do amplificador diferencial. Da mesma forma, temos

$$D_c = -D + k1.E$$

(os sinais negativos devem-se às defasagens de 180° em T13 e T14).

11

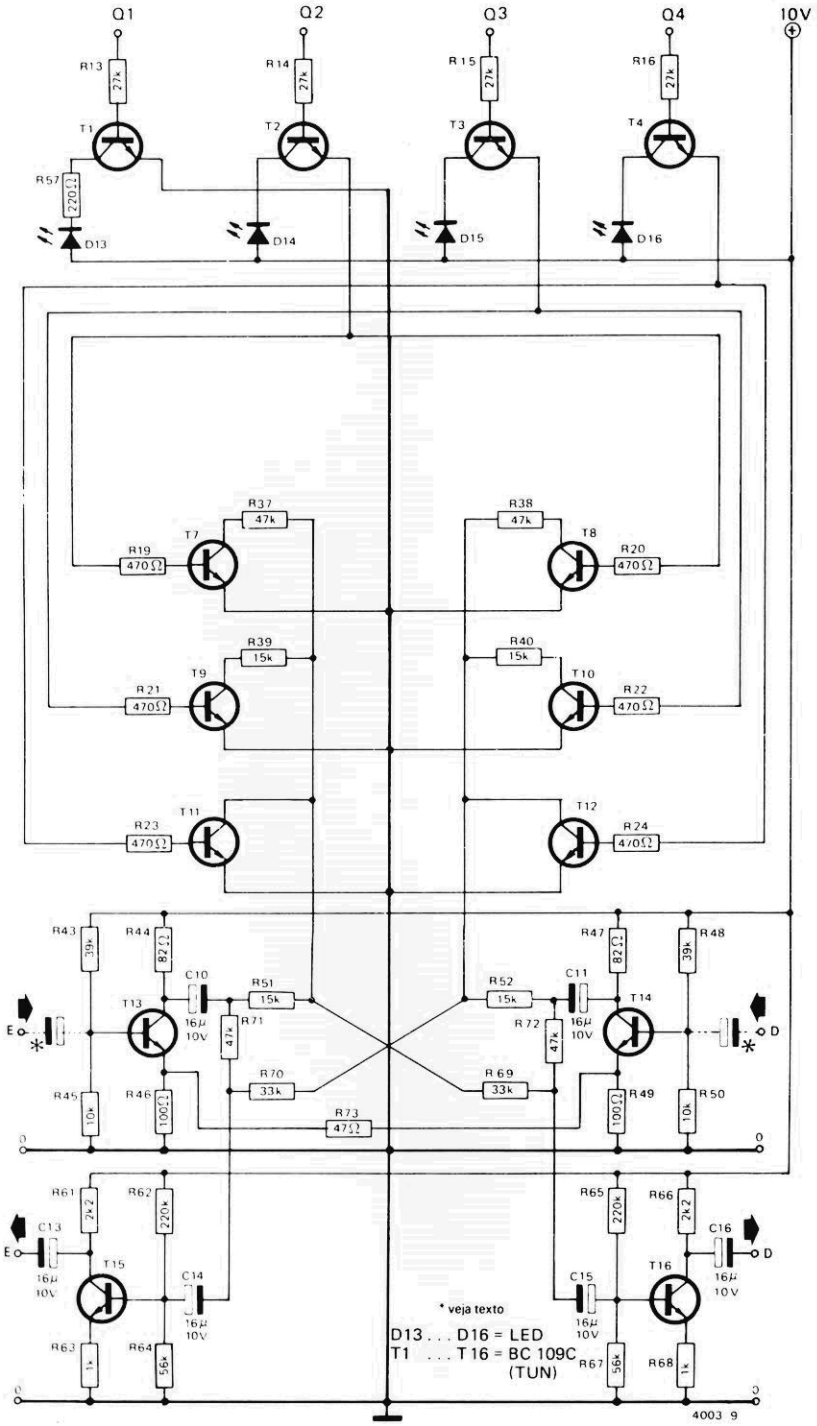


figura 11 — Circuito de controle para a amplitude da imagem estereofônica. Também possui 4 posições, de mono a estéreo expandido, com diferentes dosagens de interferência mútua entre os canais.

Depois da "mixagem" com a interferência em fase, os sinais que aparecem nos coletores de T15 e T16 (desprezando novamente o ganho) podem ser definidos por

$$E_o = -E_c - k2.D_c$$
e
$$D_o = -D_c - k2.E_c$$

onde k2 é uma constante cujo valor é selecionado comutando-se os vários atenuadores que introduzem proporções diferentes de interferência em fase. Assim sendo,

$$E_o = E - k1D + k2D - k1k2E$$
$$= E(1 - k1k2) + (k2 - k1)D$$

A constante k1 foi escolhida um tanto subjetivamente; descobriu-se que um valor de 6 dB (x 0,5) de interferência em antifase fornecia os melhores resultados. Isto nos forneceu de imediato alguns valores de k2.

Para um sinal mono, as proporções de E e D na saída devem ser iguais, ou seja

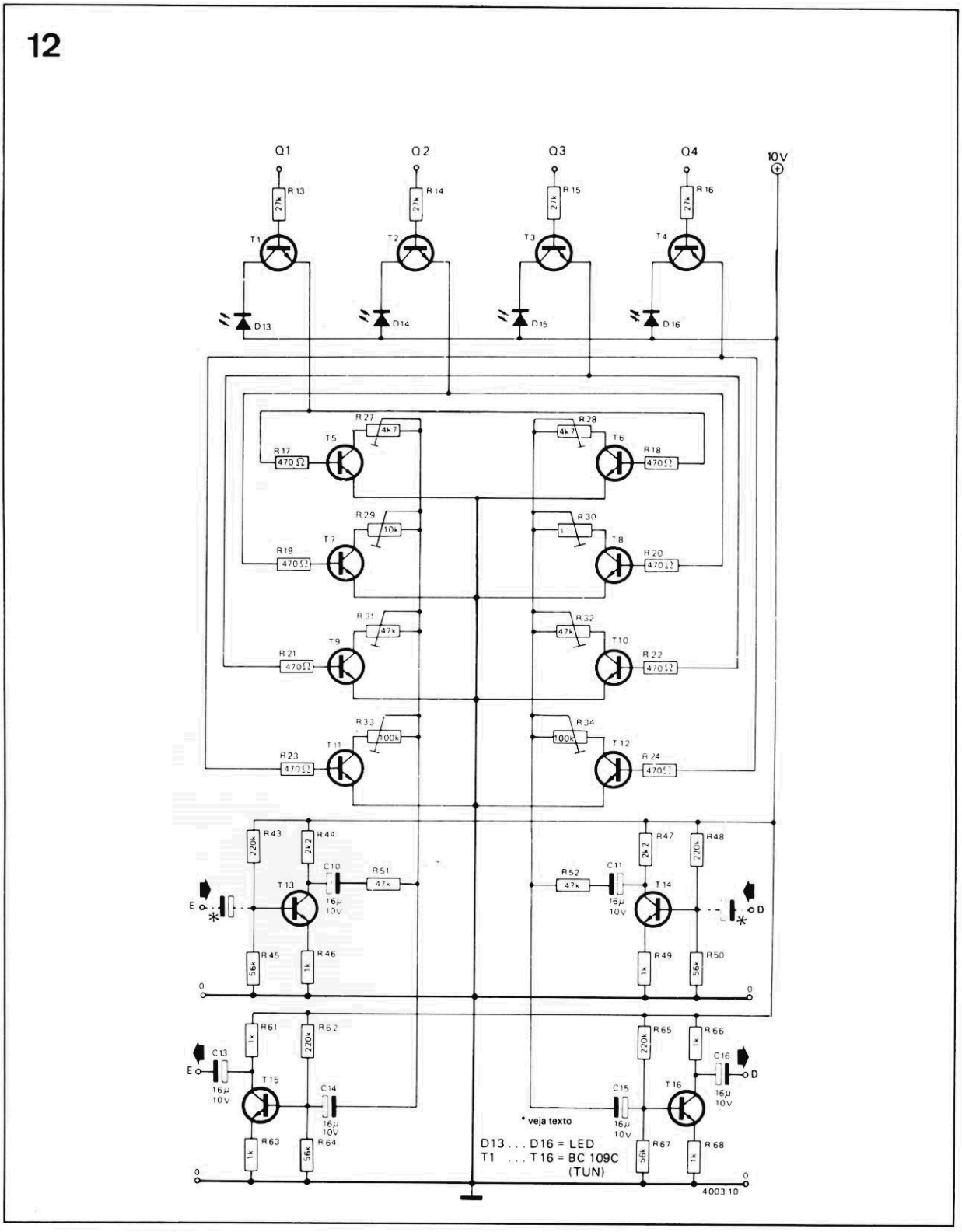


figura 12 — Controle de volume em 4 níveis discretos, os quais podem ser ajustados segundo o gosto pessoal e permitem também calibrar o equilíbrio entre canais.

$$1 - k1k2 = k2 - k1,$$

o que nos dá k2 = 1.

No caso de um sianl estéreo normal, a interferência deve ser nula:

$$k2 - k1 = 0,$$

ou seja, k2 = 1/2.

O valor de k2 para o sinal estéreo reduzido (posição 2) é uma questão pura e simples de gosto pessoal; nesse caso, a amplitude de imagem pode ser alterada variando-se os valores de R39 e R40, na figura 11.

O controle de volume

Esse estágio já apareceu em *avant-première* na figura 7 e agora o temos por completo na figura 12. A seleção de uma das posições permite levar um dos pares de transistores à condução, aterrando os trimpots correspondentes. Estes formam atenuadores, em conjunto com R51/R52, que controlam o nível dos sinais aplicados às bases de T15 e T16, respectivamente. O grau de atenuação produzido em cada posição pode ser alterado por meio desses trimpots,

13

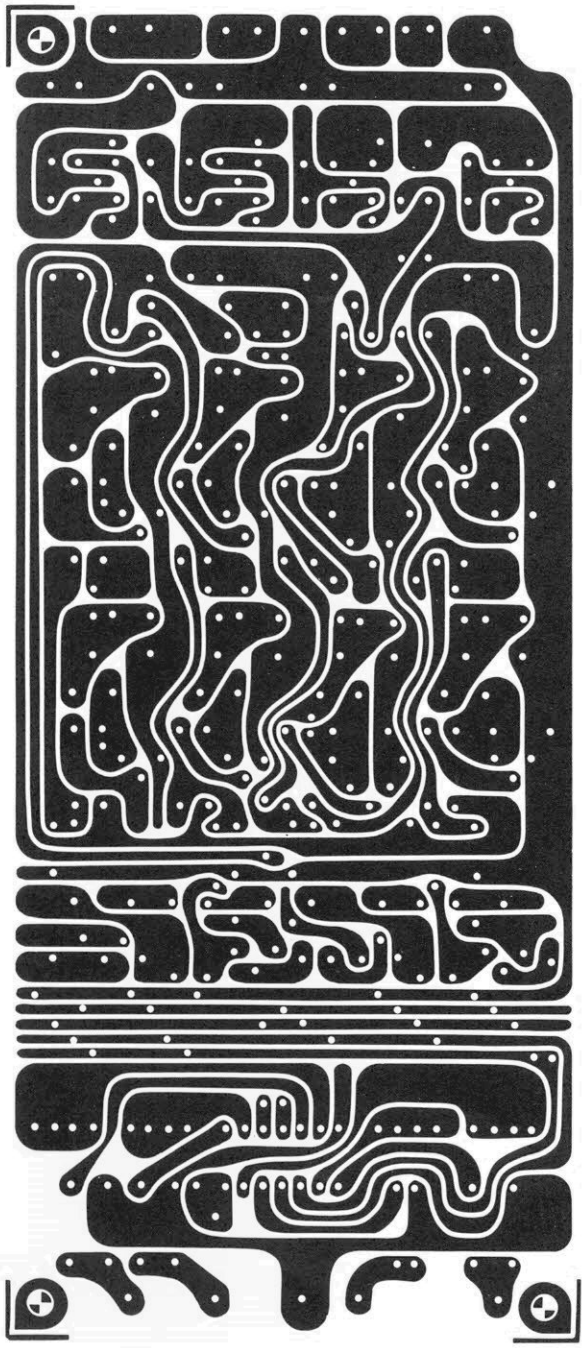


figura 13 — Traçado do cobre, em tamanho natural, da placa universal usada em todas as estações de controle.

novamente para adequá-lo ao gosto pessoal e ajustar o equilíbrio entre canais.

Montagem e ajuste

As quatro unidades podem ser montadas em uma placa impressa universal, cujo traçado aparece na figura 13. A distribuição de componentes específica a cada uma delas está representada na figura 14, de "a" até "d", enquanto as relações de materiais são dadas em duas tabelas. Os componentes exclusivos de cada placa foram reunidos na tabela 1 e os comuns a todas, na tabela 2. Os capacitores assinalados com um asterisco, nas figuras 9, 11, e 12, poderão ser omitidos caso as 4 placas sejam usadas em conjunto; deverão estar presentes, porém, se forem utilizadas separadamente.

A calibração das unidades é uma tarefa das mais simples. Em primeiro lugar, os trimpots de entrada do seletor devem se rajustados de forma que a saída desse estágio fique em torno de 100 mV, ao receber os níveis nominais de sinal de cada fonte de programa. Assim, por exem-

14

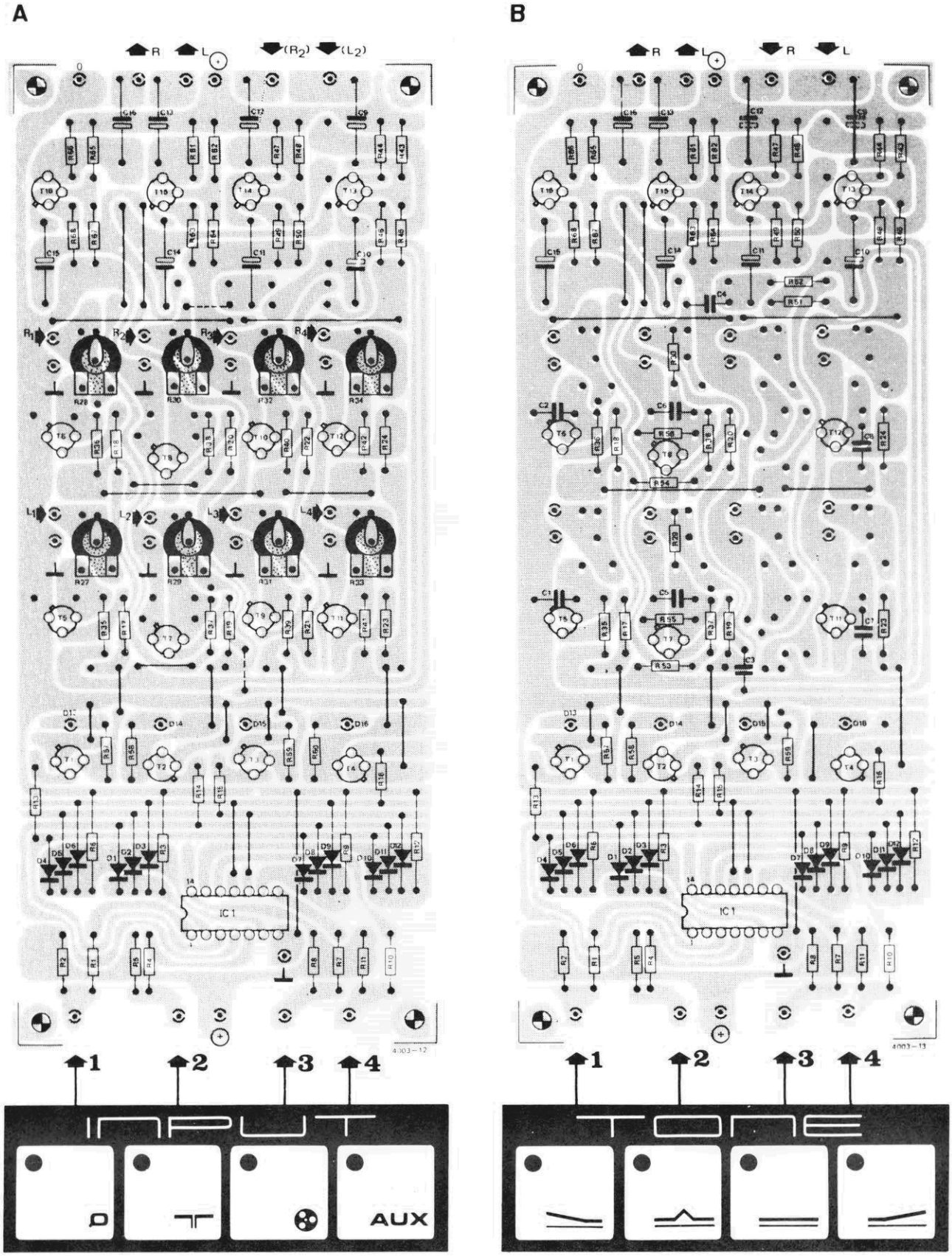
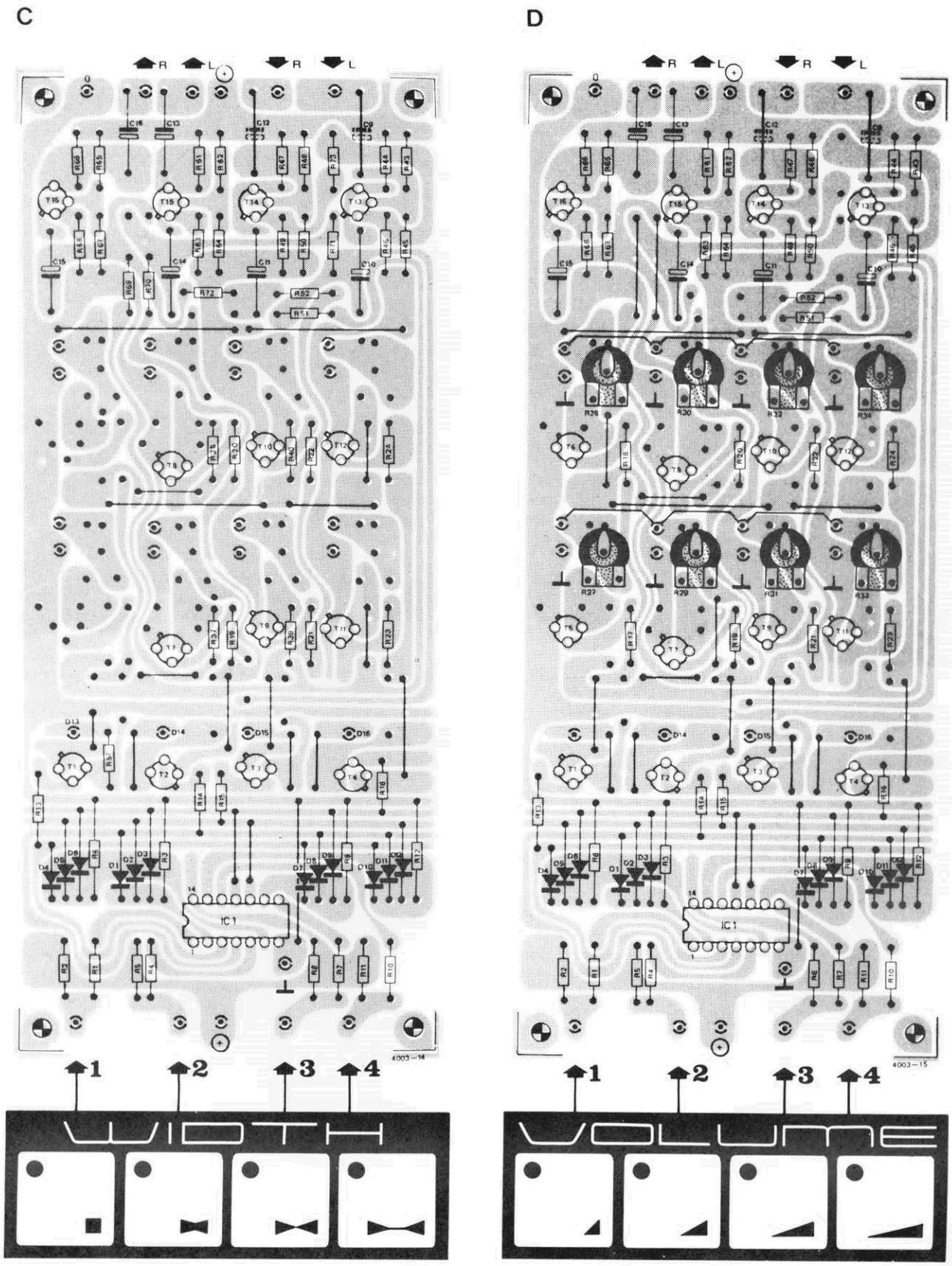


figura 14 — Disposição dos componentes, na placa, do seletor de entrada (a), controle



de tonalidade (b), controle de amplitude estéreo (c) e controle de volume (d).

TABELA 1 — Componentes específicos de cada placa

	fig. 8/14a	*fig. 9/14b*	*fig. 11/14c*	*fig. 12/14d*
Resistores				
R17,R18	2,2 k	2,2 k	X	470
R19,R20	2,2 k	2,2 k	470	470
R21,R22	2,2 k	X	470	470
R23, R24	2,2 k	470	470	470
R27, R28	trimpot 100k	X	X	trimpot 4,7 k
R29,R30	trimpot 100k	10 k	X	trimpot 10 k
R31,R32	trimpot 100k	X	X	trimpot 47 k
R33,R34	trimpot 100k	X	X	trimpot 100 k
R35,R36	47 k	4,7 k	X	X
R37,R38	47 k	18 k	47 k	X
R39,R40	47 k	X	15 k	X
R41,R42	47 k	X(C7,C8)	—	X
R43,R48	220 k	220 k	39 k	220 k
R44,R47	4,7 k	4,7 k	82	2,2 k
R45,R50	56 k	56 k	10 k	56 k
R46,R49	1 k	1 k	100	1 k
R51,R52	X	47 k	15 k	47 k
R53,R54	—	12 k	X	—
R55,R56	X	4,7 k	X	X
R57	220	220	220	—
R58,R59	220	220	—	—
R60	220	—	—	—
R61,R66	5,6 k	5,6 k	2,2 k	1 k
R62,R65	330 k	220 k	220 k	220 k
R63,R68	560	1 k	1 k	1 k
R64,R67	56 k	56 k	56 k	56 k
R69,R70	X	X	33 k	X
R71,R72	X	X	47 k	X
R73	X	X	47	X
Todos os valores em ohms				
Capacitores				
C1,C2	X	82 nF	X	X
C3,C4	X	68 nF	X	X
C5,C6	X	15 nF	X	X
C7,C8	(R41,R42)	15 nF	—	(R41,R42)
C9,C12	16μF/10 V	—	—	—

X = omitido
— = ponte de fio

plo, se o sistema vai ser usado com um sintonizador que libera 100 mV, a entrada correspondente do seletor deve ser calibrada com um sinal de 100 mV, obtido de um oscilador ou gerador de funções.

Na falta de instrumentos de teste, o circuito poderá ser ajustado através das próprios fontes de sinal (toca-discos, sintonizador, *tape-deck* e assim por diante); com o auxílio de fones de ouvido, então, cada trimpot de entrada poderá ser calibrado para fornecer aproximadamente o mesmo volume. O equilíbrio entre canais também deverá ser verificado, a fim de compensar eventuais desequilíbrios das fontes de sinal.

Para que o sistema esteja pronto para funcionar falta ape-

TABELA 2 — Componentes comuns a todas as placas

Resistores
R1,R4,R7,R10- 1 M
R2,R5,R8,R11- 10 M
R3,R6,R9,R12- 1 M
R13,R14,R15,R16- 27 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C10,C11,C13...C16- 16μF/10...16 V

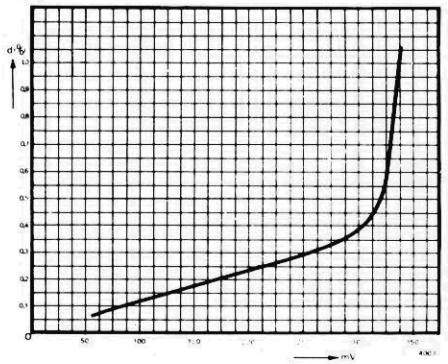
Semicondutores
D1...D12- DUS
D13...D16- LEDs
T1...T16- BC109C ou equivalentes*
IC1- 4011
* Certos transistores não estão incluídos em algumas placas; veja a figura 14a...d.

Diversos
Placa nº 4003
Painéis de toque
Fonte de alimentação

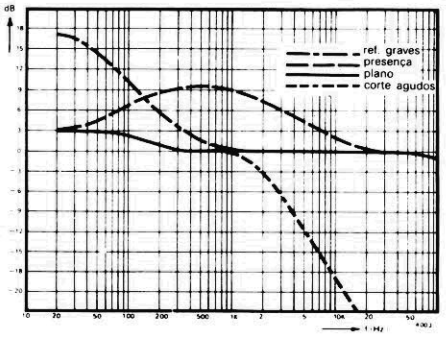
Ficha técnica

- Impedância de entrada: 60...160 kΩ
  (depende da sensibilidade de entrada)
- Sensibilidade de entrada: 70...170 mV
  (ajustável)
- Impedância de saída: 1kΩ
  (ou até 4,7 kΩ, conforme o nível de saída)
- Nível máximo de saída: 180 mV
  (ou até 850 mV)
- Relação sinal/ruído: maior que 60 dB
- Supressão de entradas indesejáveis
  no seletor de entrada: melhor que 60 dB
- Interferência mútua: ajustável entre -40 e -50 dB,
  na posição estéreo, 100 Hz...10 kHz
- Drenagem de corrente: cerca de 200 mA (em 10 V)
- Distorção a partir do seletor, em função
  da tensão de saída: ver gráfico A
- Características do controle
  de tonalidade: ver gráfico B

A



B



nas ajustar os trimpots do controle de volume, que fornecem os níveis desejados de audição. Aqui também é possível acertar o balanceamento entre os canais, compensando assim desequilíbrios do próprio pré ou do amplificador de potência e alto-falantes. O nível de saída do sistema é de 200 mV; caso não seja suficiente para excitar sua unidade de potência, pode-se elevar o valor de R61/R66 (figuras 12 e 14d) para 4,7 k — o que possibilita um nível final de 1000 mV.

Observe, por fim, que os transistores T13/T14 da figura 8 são opcionais, podendo ser incluídos para compensar a saída extremamente reduzida de certos sintonizadores. Nesses casos, as entradas de sinal passam a ser (E2) e (D2), no lugar de E2 e D2, e a placa da figura 14a precisa receber duas pontes mais, ligando C10 e C11 com R29 e R30, respectivamente.

Prefixo automático em morse

PA O HKD

Todo radioamador sabe que o prefixo deve ser transmitido ao menos uma vez a cada 10 minutos, durante os QSOs. Essa exigência pode ser atendida mais facilmente por meio de um gerador digital em código morse. Ele é programável, permitindo transmitir qualquer prefixo, seja manual ou automaticamente.

De acordo com normas mundiais, os radioamadores devem transmitir seus prefixos pelo menos três vezes no início e no fim de cada transmissão; e durante a mesma, o prefixo deve ser inserido no mínimo uma vez a cada 10 minutos. Como a regulamentação se limita a essas exigências, sem especificar a maneira como elas devem ser cumpridas, existe a possibilidade de se utilizar um gerador automático de prefixos — já que em princípio não há objeções a se divulgar o prefixo em morse. É óbvio, porém, que o sinal assim transmitido deve obedecer a uma série de requisitos, como veremos.

Considerações de projeto

Além do fato de que o prefixo precisa ser repetido diversas vezes, a regulamentação também especifica os tipos permitidos de transmissão e a máxima largura de faixa admissível. No caso de telegrafia convencional com portadora sem modulação (A1), por exemplo, é especificada uma largura máxima de 0,2 kHz.

A largura de faixa realmente usada depende de forma como a portadora é chaveada. Como isto é feito, em geral, com uma chave morse, em nosso projeto é suficiente substituí-la por um relê — o qual também pode ser aproveitado na modulação F1 (FSK ou comutação por deslocamento de freqüência). Ainda é preciso verificar, no entanto, se podemos combinar a modulação A1 do prefixo com uma das modulações A3 (SSB) de voz; e, da mesma forma, se a F1 em morse pode ser combinada à F3 de voz (FM ou PM).

No transmissor, as duas combinações não envolvem grandes dificuldades; no receptor, porém, somente uma combinação de morse em A1 com voz em A3A ou A3J poderá fornecer resultados razoáveis, já que nesses casos o BFO do receptor estará acionado. A partir dessas considerações, conclui-se que as modulações A1 e F1, embora normalmente consideradas "ideais" para morse, na verdade não estão qualificadas para a transmissão automática do prefixo, durante uma transmissão de voz em A3 ou F3. Em conseqüência, a saída do relê iria parecer redundante.

Elas podem, no entanto, ser de grande valia na telegrafia modulada por tons — caso em

1A

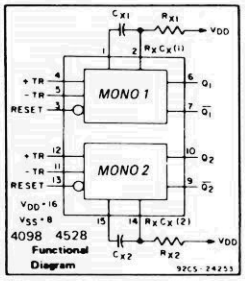


figura 1 — O coração do circuito é composto por dois monoestáveis. O integrado 4098 ou 4528 contém dois MMVs no mesmo encapsulamento, o que os torna quase iguais em desempenho e tolerância.

3

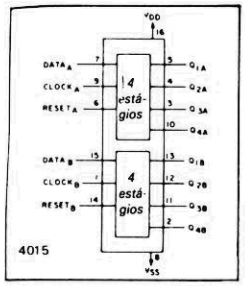


figura 3 — O registrador de deslocamento é uma das partes mais importantes da memória. O tipo 4015 aqui utilizado contém dois deles, de 4 bits cada.

que os contatos do relê podem ser usados para se comutar do amplificador de microfone para o gerador de tons. Este gerador não precisa ter um projeto complicado; um gerador de ondas quadradas, por exemplo, seguido por um filtro seletivo seria ideal (o filtro é necessário na limitação da largura de faixa).

Para se ter o sinal mais puro possível, adotamos um filtro ativo em nosso projeto, que fornece um sinal quase senoidal. Além disso, o circuito foi concebido de modo a efetuar comutações "suaves" dos sinais, a fim de que as larguras de faixa não ultrapassem os limites de 2,2 kHz (A2) e 3 kHz (F2). No caso de SSB, obviamente, a largura de faixa não representa problema algum.

Outros pontos a considerar são a capacidade de caracteres e o método de programação. Em primeiro lugar, sabe-se que seis é o número máximo de números e letras do prefixo, o que se aplica a quase todos os países. Como cada letra contém no máximo quatro traços e/ou pontos (apenas o dígito que normalmente faz parte do prefixo é mais longo), uma capacidade de memória de 24 posições deveria ser mais que suficiente. Mas se o circuito for utilizado em transmissores móveis, será preciso dar condições para que a capacidade de memória acomode também o sufixo /A ou /M. Assim sendo, uma capacidade 32 posições deve ser adequada a pratica-

prefixo automático em morse

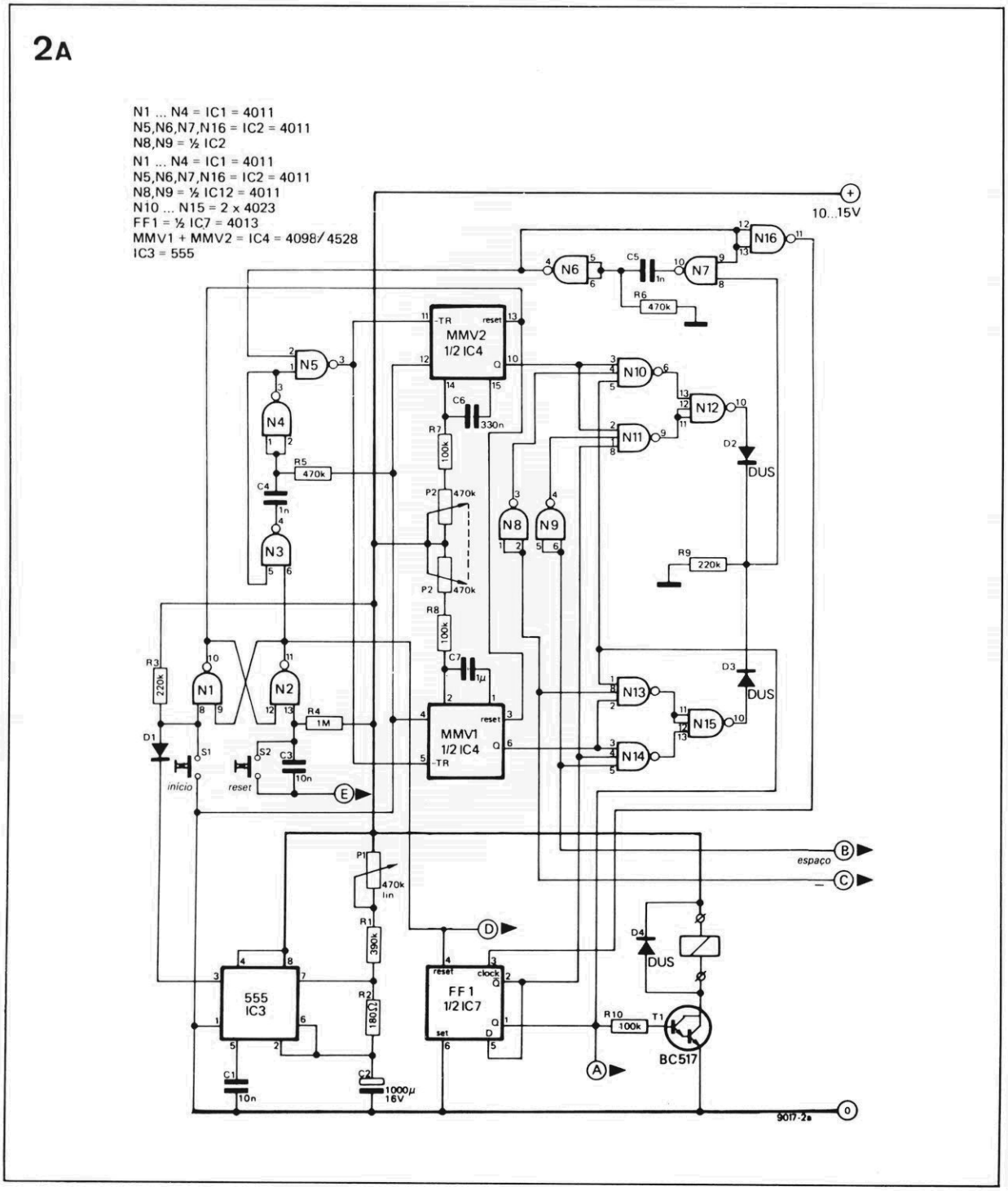


figura 2 — Esquema completo do gerador de prefixos. A programação por diodos mostrada em "b" á apenas um exemplo.

prefixo automático em morse

mente todos os casos — já que o limite teórico para a extensão do prefixo é de 34 posições.

Considerando que nem todas as letras consistem em quatro pontos e/ou traços, tal capacidade será normalmente até ampla demais. O mínimo teórico, de fato, são 10 posições, tal como em ET3TEE; mas não é preciso se preocupar com esse ponto, já que o circuito permite expansões ou reduções de memória, como desejado. É claro que o "excesso" de memória também pode ser aproveitado para se acrescentar sinais de início (—•—•—) e final (•—•—•), o que tende a melhorar a legibilidade de mensagens breves em CW.

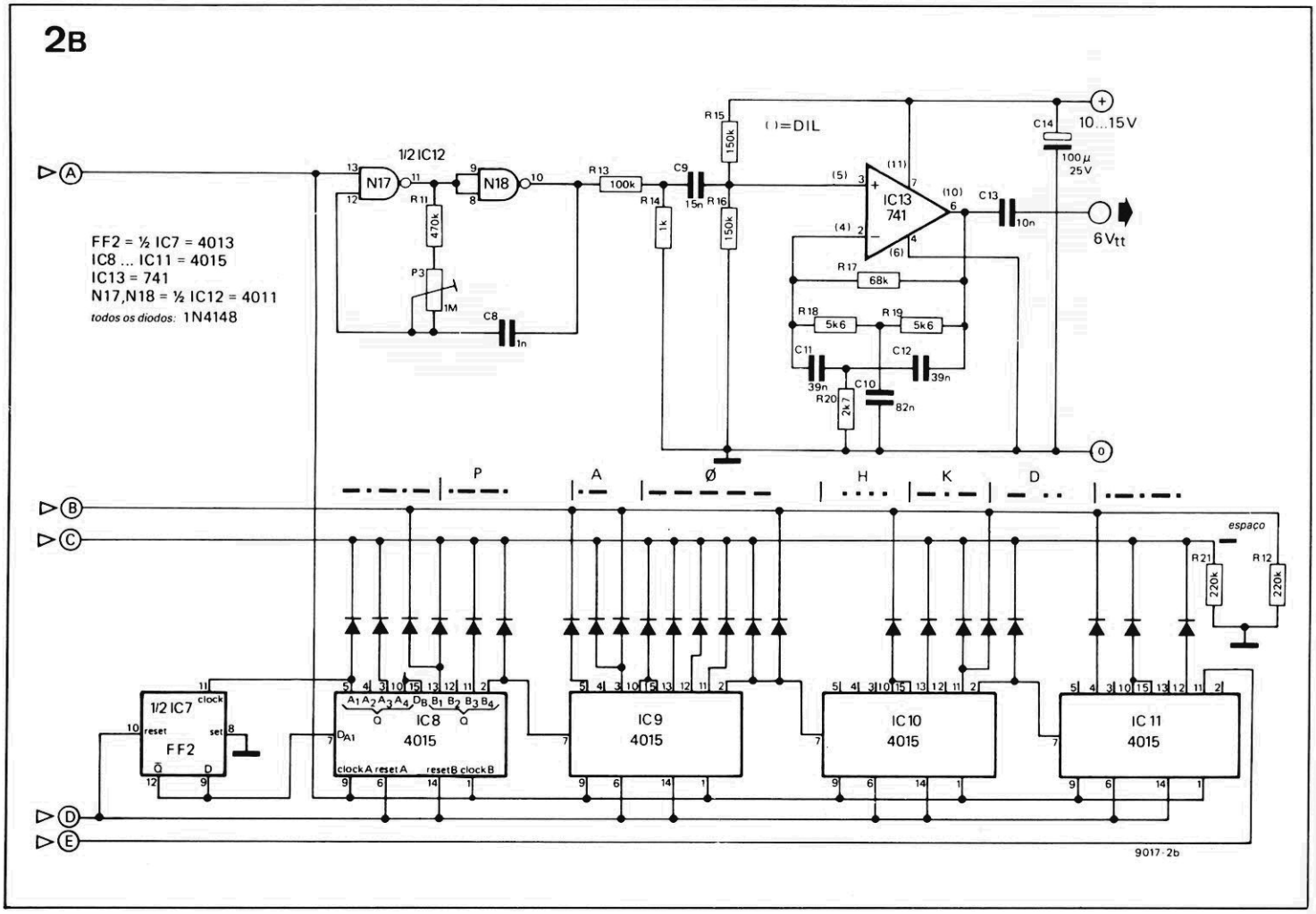
Ao determinar a capacidade de memória, assumiu-se que os espaços entre pontos e traços devem ser programados separadamente; assim, após cada ponto ou traço é automaticamente inserido um espaço equivalente a um ponto. Foi determinado, além disso, que não havia necessidade de um local separado na memória para se programar um espaço para letras (com três pontos de extensão). Esse espaço, porém, terá que ser programado de uma forma ou de outra.

A programação de pontos e traços pôde ser obtida de uma forma bastante simples: o circuito simplesmente transmite um ponto, a não ser que um traço seja programado em seu lugar. Já que o gerador deve sempre produzir a mesma seqüência, a opção mais óbvia de memória é a ROM; e considerando que essa programação não oferece grandes dificuldades, essa ROM pôde ser implementada somente com diodos e "varrida" por um registrador de deslocamento.

Para se gerar os pontos e traços a escolha recaiu sobre dois monoestáveis ajustáveis, com uma relação de 1:3 nos capacitores de temporização, para que eles produzam pulsos com a mesma relação de tempo. Deu-se preferência aos monoestáveis por oferecerem a possibilidade de projetar um tipo de oscilador programável que percorra a seqüência no ritmo correto, apesar da ausência de um gerador de *clock*.

A última consideração teve relação com a escolha dos tipos de CIs adequados ao projeto. O uso da família TTL, como se pensou de início, foi descartado, devido às várias desvantagens que oferecia. Para começar, seu limiar de comutação é bastante baixo (cerca de 1 V), tornando a sensibilidade a interferências correspondentemente elevado; além disso, a suscetibilidade a fortes campos de alta freqüência também é alta. Outra desvantagem dessa família é a velocidade de comutação, que por ser relativamente elevada costuma dar origem a sinais espúrios nas freqüências maiores.

Essas desvantagens têm incidência bem menor sobre a família CMOS. Seu limiar de co-



mutação nunca é inferior a 45% da tensão de alimentação e se esta for suficientemente alta, a sensibilidade a interferências pode ser apenas 10% da exibida pelos TTLs. Sua maior freqüência de operação também é mais baixa, com a correspondente redução na velocidade de comutação. Se somarmos a tudo isso o consumo mais reduzido, não há mais dúvidas de que a família CMOS é realmente a melhor para este projeto.

O circuito

O coração do sistema é composto por dois multivibradores monoestáveis (MMVs), que determinam a extensão dos pontos e traços; ambos se encontram no mesmo integrado, que pode ser do tipo 4098 ou 4528, já que apresentam a mesma pinagem e pouquíssimas diferenças nas especificações.

O período de pulsação dos multivibradores pode ser calculado com razoável precisão por meio da fórmula Tx = Rx.Cx, onde Rx e Cx são os elementos que determinam o tempo externamente. É interessante, nessa temporização, chegar o mais perto possível da relação 1:3 entre ponto e traço; nesse ponto pode ajudar bastante a elevada impedância de entrada dos CMOS, que permite utilizar valores elevados de Rx e manter Cx baixo, evitando o uso de capacitores eletrolíticos, com suas tolerâncias folgadas (-10 e +60%, em geral). Ressaltamos que qualquer desvio da relação ideal ponto/traço vai depender principalmente dos componentes externos — pois como os dois monoestáveis ficam alojados no mesmo CI, as diferenças entre eles podem ser consideradas desprezíveis.

Mesmo se o tempo dos pulsos — e portanto a velocidade de transmissão — for variável, a relação de 1:3 entre os tempos deverá ser mantida. Isto significa que a razão entre os capacitores de temporização precisa ser sempre de 1:3, assim como os potenciômetros que estabelecem a largura dos pulsos devem ficar acoplados ao mesmo eixo (um potenciômetro estéreo, portanto).

Como os componentes fabricados exatamente nos valores nominais existem apenas em contos de fadas, não resta opção senão recorrer aos tipos comerciais. No que toca aos capacitores, isto quer dizer uma tolerância de 5%; para os potenciômetros, um erro de trilhagem inferior a 6 dB. Na prática, chegou-se à conclusão de que a razão de 1:3 foi obtida com razoável aproximação, melhor até do que se esperava, dada a tolerância dos componentes. Caso seja necessário, esse relação prática pode ser mais precisa, bastando alterar ligeiramente o valor de um dos capaicotes (através de *trimmers*, por exemplo).

Aos multivibradores segue-se uma simples lógica seletora (N8...N15, na figura 2a); de acordo com a programação, essa lógica vai deixar passar um ponto um ou traço. A realimentação via N7...N5 assegura o redisparo dos monoestáveis ao final de cada ponto, traço ou espaço. Ao mesmo tempo, o biestável FF1 recebe um pulso de *clock* enviado por N16 e muda de estado. Em conseqüência, o circuito produz ponto, traço ou espaço, com o relê sendo energizado por T1.

A mesma saída do biestável é usada no deslocamento da memória (figura 2b), uma posição por vez. Como esse registrador responde apenas a bordas ascendentes do sinal, conclui-se que ele só pode mudar uma posição após dois períodos do MMV. Ao final da seqüência total, o biestável de início (N1/N2, na figura 2a) sofre um *reset* através de uma rede diferenciadora.

O temporizador IC3, por fim, que está implementado como multivibrador astável com uma grande relação pulso/pausa, faz disparar o biestável de início a cada 5...10 minutos — após o que ocorre a transmissão automática do prefixo. Mas vejamos uma explicação mais detalhada de toda a operação, analisando uma sequência inteira de geração do prefixo.

Funcionamento

Como já devem ter percebido, o circuito inteiro opera num

prefixo automático em morse

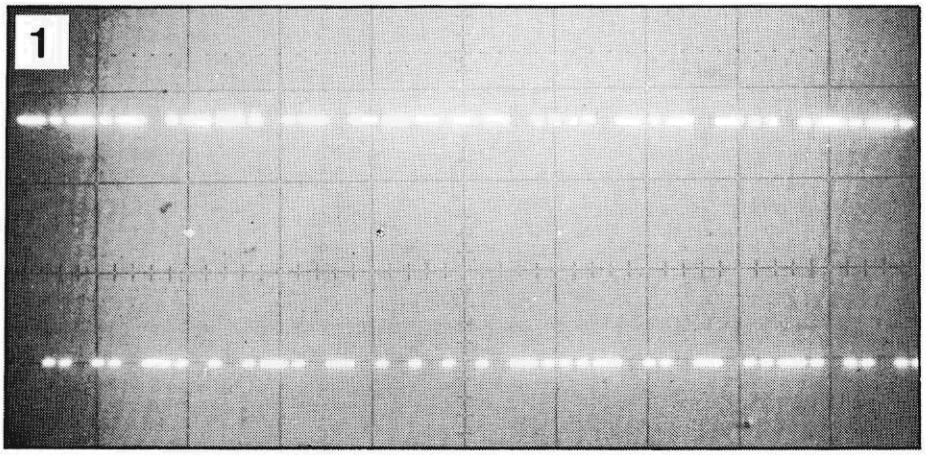


foto 1 — Diagrama de pulsos do prefixo programado (-.-.- PA O HKD .-.-.-.) visto no osciloscópio. O sinal foi obtido na saída Q de FF1 e, assim, a metade superior do sinal exibe a programação feita.

laço fechado, pois é ativado e desativado por si próprio. Essas duas funções são controladas pelo biestável RS composto por N1 e N2; a sequência pode ser iniciada de forma automática (pelo temporizador) ou manualmente, através da chave S1. No segundo caso, S1 pode aplicar uma ou mais bordas descendentes à entrada de N1, fazendo com que sua saída torne-se alta e a saída de N2, baixa.

O mesmo acontece quando o astável IC3 produz seu pulso negativo de curtíssima duração. A parte positiva do período de 5 a 10 minutos desse temporizador (ou seja, o tempo de carga de C2 até o ponto de disparo) é definida pela soma de P1, R1 e R2. A fórmula desse tempo de retardo é

$$t = 0{,}693(P1 + R1 + R2)C2$$

A extensão do pulso descendente de inicialização, por sua vez, é determinada pela descarga de C2 via R2, até o segundo ponto de disparo. O período desta etapa do processo é dado pela fórmula:

$$t = 0{,}693R2.C2$$

Considerando o valor de R2, o tempo de descarga de C2 é de apenas 1/8 de segundo — suficientemente breve para garantir um sequenciamento confiável do programa.

4

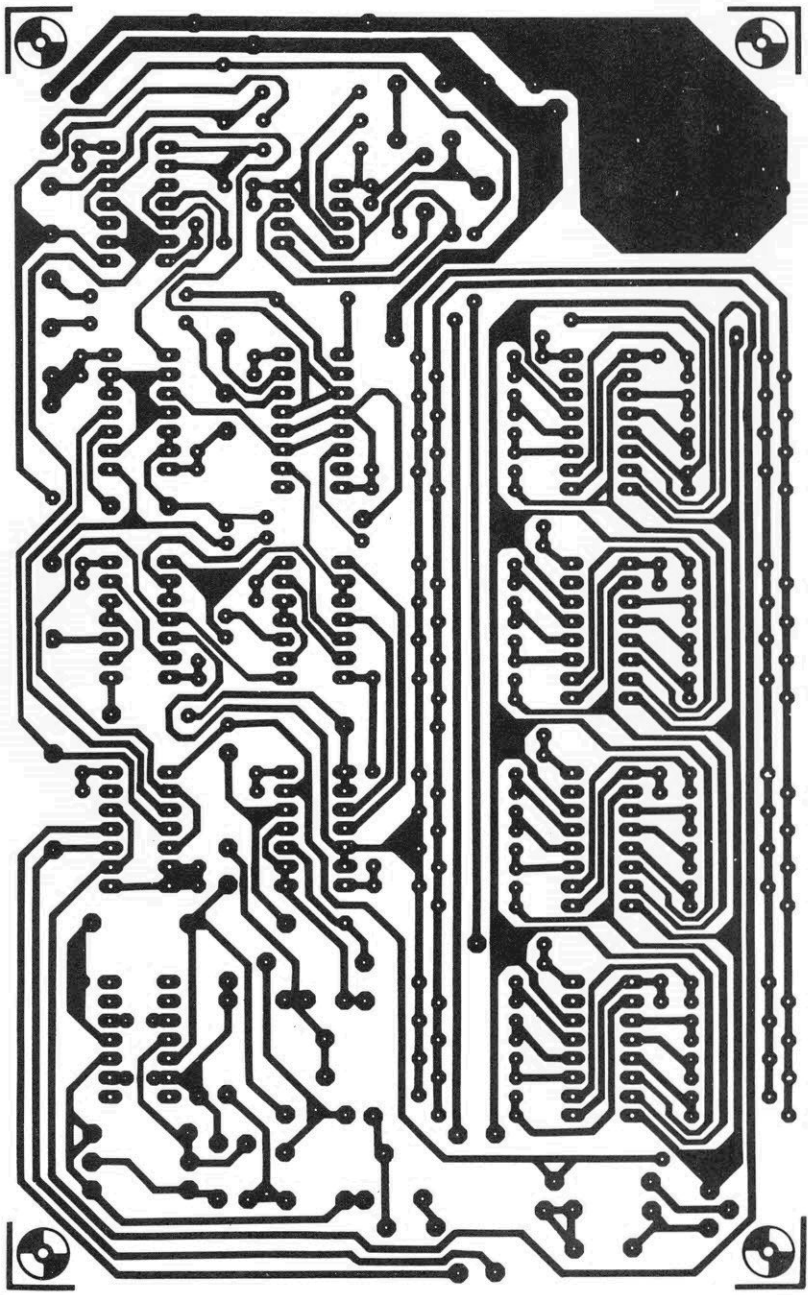


figura 4 — Placa de circuito impresso para o gerador, vista pelas duas faces, em tamanho natural (para reproduzí-la melhor, veja a seção Serviço de Placas, nas páginas centrais da revista).

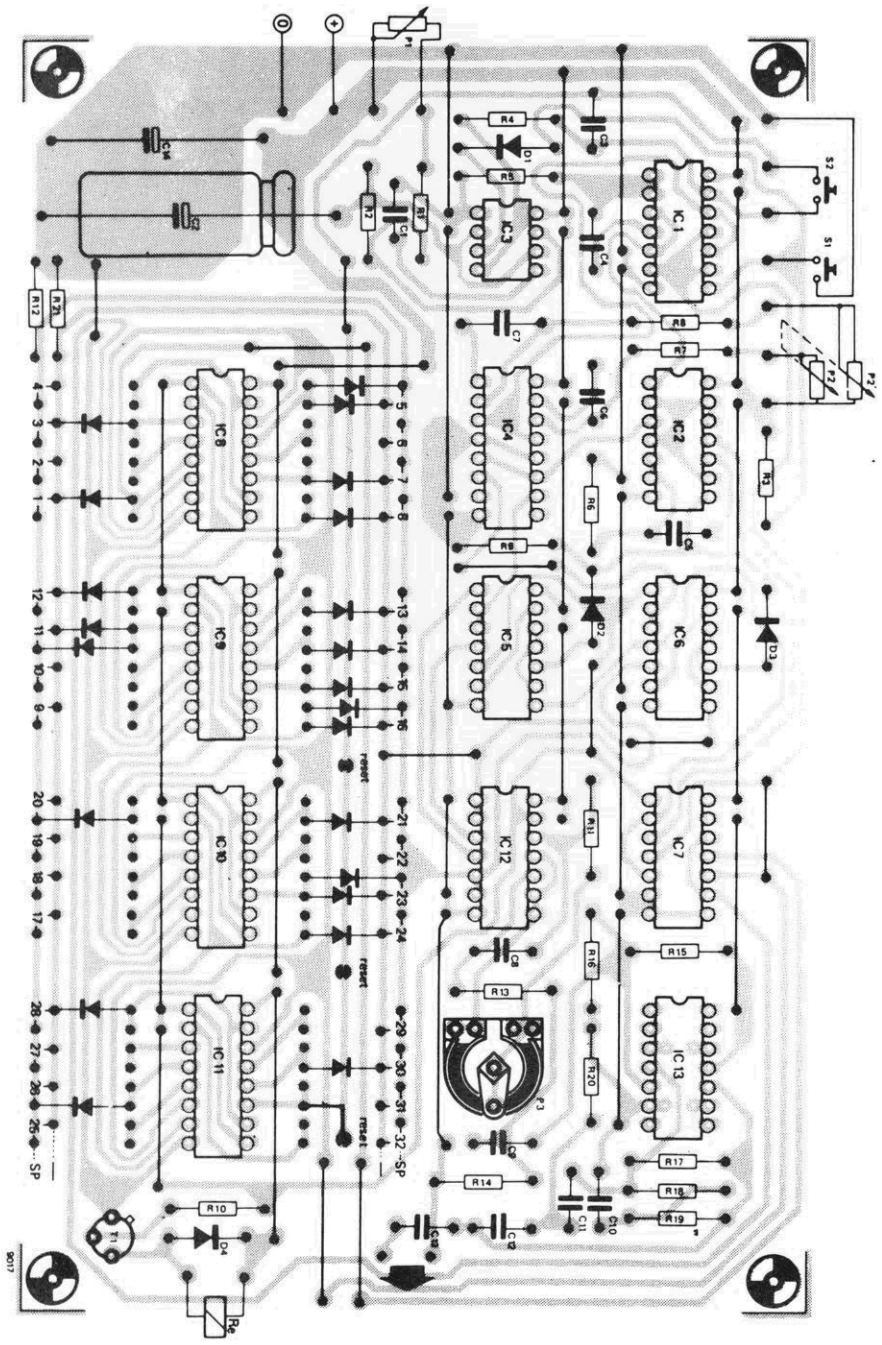
Enquanto o biestável RS permanecer na posição de "parada", MMV1 e MMV2 ficarão bloqueados por um nível lógico baixo em suas entradas de *reset*. Mas assim que N1 assume um nível alto, os monoestáveis podem ser disparados por bordas descendentes em suas entradas TR. Para evitar problemas de disparo, o nível baixo de N2 é convertido em um breve pulso negativo por N3 e N4; estas depois o entregam a N5, que inverte o sinal, a fim de que sua borda descendente dispare os monoestáveis. As saídas Q1 e Q2 de IC4 assumem então um nível lógico alto.

O que acontece daí em diante é responsabilidade da lógica de seleção. Como ambas as linhas de programação (B e C) ainda se encontram em nível lógico baixo (pois todos os registradores estão em *reset*), as portas N13 e N14 permanecem bloqueadas. Ademais, estando FF1 também sob *reset*, sua saída Q está igualmente em nível baixo. Consequentemente, o oscilador (N17/N18) e N10 ficam bloqueados como os demais.

Nessas condições, o único sinal que pode ser transmitido é um breve espaço, com duração determinada por MMV2, e FF1 sofre um novo *reset*. Como a saída de N11 vai para "O", va-

prefixo automático em morse

a



Lista de componentes

Resistores
R1- 390 k
R2- 180
R3, R9, R12, R21- 220 k
R4- 1 M
R5, R6, R11-470 k
R7, R8, R10, R13- 100 k
R14- 1 k
R15, R16-150 k
R17- 68 k
R18, R19-5,6 k
R20- 2,7 k
P1- 470 k pot. linear
P2- 2x470 k pot. linear
P3- trimpot de 1 M
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C3, C13- 10 nF
C2-1000 µF/16 V
C4, C5, C8- 1 nF
C6- 330 nF
C7- 1 µF
C9- 15 nF
C10- 82 nF
C11, C12- 39 nF
C14-100 µF/25 V

Semicondutores
D1...D4- DUS
T1- BC517/ MPSA 14
IC1, IC2, IC12- 4011
IC3- 555
IC4-4098/4528
IC5, IC6-4023
IC7- 4013
IC8...IC11- 4015
IC13- 741

Diversos
Plca nº 9017
Diodos para programação
Fios para as pontes
Relê (veja texto)
S1, S2-chaves NA de contato momentâneo

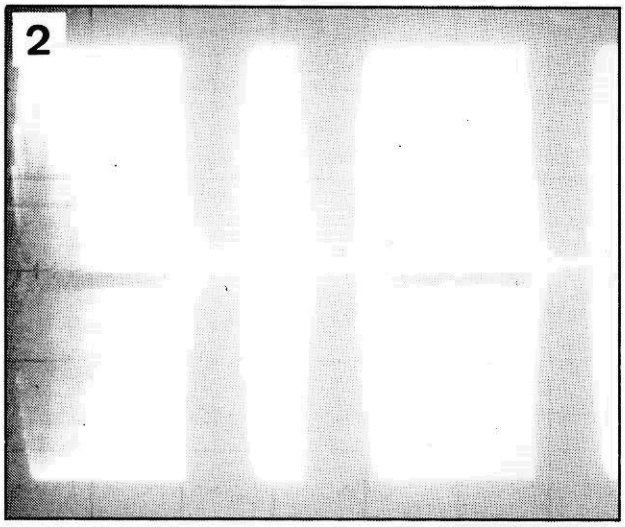


foto 2 — O sinal de abertura, exatamente como aparece na saída de áudio; pode-se perceber a comutação gradual dos pontos e traços.

mos ter um nível alto sobre R9; esse nível volta para "O" logo que o período de MMV2 se esgota e a borda descendente que resulta daí vai disparar o formatador de pulsos composto por N7 e N6. O pulso então emitido provoca dois disparos quase simultâneos: através de sua borda descendente, atinge FF1 via N16; e pela borda ascendente, redispara os monoestáveis via N5.

O breve retardo existente entre o fim do primeiro período dos MMVs e o início do segundo tem pouco efeito sobre a razão de 1:3. A borda ascendente da saída Q de FF1, coincidindo com o final do período dos monoestáveis, vai disparar os registradores de deslocamento por meio da linha A.

Os registradores selecionados são de 4 bits e estão contidos, dois a dois, em CIs do tipo 4015 (veja figura 3). Eles devem ser disparados por bordas ascendentes de sinal, ao passo que suas entradas de *reset* são ativadas por um nível lógico alto. Além disso, são do tipo "entrada serial/saída paralela"; qualquer nível lógico presente na entrada de dados (pinos 7 e 15) é deslocado para a saída A1 ou B1 à primeira borda ascendente do sinal de *clock* — e assim por diante, ao longo de toda a cadeia.

Como inicialmente todos os registradores estão sob *reset*, IC9, IC10 e IC11 irão passar adiante apenas uma informação "O". Note que o primeiro deles recebe os dados através de FF2; como esse biestável também se encontra em *reset*, de início, sua saída $\overline{Q}$ assume o nível "1". Essa é a informação deslocada para a saída A1, à borda ascendente do primeiro pulso de *clock*. A borda também ascendente que ocorre então na saída A1 do registrador ativa FF2, fazendo com que a informação da entrada de dados de IC8 vá de "1" para "0".

Assim que a saída Q de FF1 assume o nível "1", o oscilador formado por N17/N18 começa a trabalhar; além disso, o bloqueio sobre N10 e N13 é removido, enquanto N11 e N14 são bloqueadas, permitindo que a linha C (programação) determine o sinal que será transmitido.

Como em nosso exemplo o primeiro sinal é um traço, a linha de programação torna-se "alta", por intermédio do diodo ligado à saída A1 de IC8. A porta N13 permanece aberta, enquanto N10 volta a ser bloqueada. Um nível alto volta a aparecer sobre R9, como antes, mas sua duração agora é de um traço. Ao final desse traço, o ciclo já descrito é repetido; os MMVs são novamente redisparados e a saída de FF1 é alterada, para em seguida o oscilador ser bloqueado e um espaço ser transmitido. Dependendo da programação na linha de espaço (B), a duração do espaço é equivalente à de um ponto ou traço; em nosso exemplo foi programado apenas um breve espaço.

O ciclo de comutação é repetido até que ser atingida a última posição de memória necessária à sequência total. Essa posição da memória — que no exemplo é a saída 31 do registrador, ou seja, o pino 11 de IC11 — é acoplada à linha de *reset* (E). Assim que essa saída do registrador de deslocamento volta a ser "0", o biestável RS formado por N1/N2 sofre um *reset* e o circuito aguarda o próximo pulso de início, a fim de repetir toda a sequência.

Como se pode ver na foto 1, o prefixo PA 0 HKD que serviu de exemplo é reproduzido com perfeição pelo protótipo. Note que o sinal fotografado foi obtido na saída Q de FF1. Já a saída de áudio fornece uma imagem completamente diferente, conforme ilustra a foto 2. O sinal de onda quadrada gerado pelo oscilador é primeiramente entregue a um divisor de tensão que reduz a amplitude do sinal a um nível aceitável pelo 741 (IC13). O capacitor C9 e os resistores R15/R16 formam um filtro passa-altas.

Quanto ao operacional, é utilizado como um filtro ativo que converte a onda quadrada em uma senóide aceitável. Ao mesmo tempo, ele "suaviza" a comutação do sinal; uma baixa distorção harmônica da senóide e uma comutação "suave" do sinal (do tipo liga-desliga) são essenciais para se obter uma faixa de passagem estreita.

A foto 2 ilustra os resultados obtidos com este circuito. Ela mostra claramente as características de ataque e decaimento gradual dos sinais; as linhas escuras no centro da tela são devidos à distorção residual da senóide, ou seja, resquícios da onda quadrada original que são vistos como um tipo de distorção de *crossover*. Essa distorção, aliás, pode ser útil durante a calibração inicial do oscilador: quando este é ajustado na freqüência correta (por meio de P3), a amplitude de saída é máxima e a transição (ou *crossover*) está localizada nos pontos de nulo da senóide.

No protótipo, a frequencia do oscilador era de 810 Hz, com os componentes aqui sugeridos, todos de linha comercial. Pequenas variações, devidas à tolerância desses componentes, são perfeitamente normais — embora a frequência não deva ultrapassar 1 kHz, a fim de que a largura de faixa do sinal permaneça dentro dos requisitos propostos.

A figura 4 traz a placa de circuito impresso completa do gerador de prefixos. Ela prevê uma montagem com memória de 32 posições; como dissemos, essa capacidade pode ser reduzida ou ampliada à vontade, bastando fazer as necessárias adaptações. Adiantamos, porém, que eventuais expansões terão que ocupar uma placa à parte.

Anodização caseira do alumínio

J. Laakmann

As caixas para montagens nem sempre são baratas ou fáceis de encontrar nas dimensões requeridas. Por isso, não é estranho que muitos hobistas de eletrônica confeccionem suas próprias caixas, aproveitando para dar um toque pessoal às mesmas. Como o alumínio é geralmente o material escolhido, nesses casos, nada melhor que uma boa anodização para protegê-lo e personalizar o trabalho.

Para quem não sabe, anodização é um processo pelo qual uma fina película de óxido é depositada sobre o alumínio — protegendo-o contra corrosão, arranhões e impressões digitais. Representa, em muitos casos, uma boa alternativa à pintura pura e simples do metal, além de geralmente ter melhor aparência.

Indo direto ao assunto, vejamos a relação de materiais necessários:

— Solução de soda caústica (1:10)
— Ácido nítrico
— Solução de ácido sulfúrico (1:7)
— Água destilada
— Uma peça de chumbo
— Um recipiente adequado
— Fonte de alimentação variável ou uma bateria adequada

Devido ao ácido sulfúrico, o tanque de anodização deve ser de vidro ou plástico, além de amplo o suficiente para seus objetivos. Banheiras para revelação fotográfica podem ser uma boa opção, assim como grandes garrafas ou botijões plásticos com o topo cortado. É indispensável o fornecimento de uma corrente contínua de 1,5... 2,5 A para cada 100 cm^2 de alumínio — o que pode ser obtido tanto por uma fonte retificadora variável, como por baterias de grande capacidade acopladas a um apropriado reostato, a fim de manter a corrente dentro dos limites estabelecidos.

Na eletrólise, o alumínio faz as vezes do anodo, ao passo que o catodo é formado por uma peça de chumbo. As áreas superficiais de alumínio e chumbo devem ser aproximadamente iguais.

A obtenção dos produtos químicos não deve representar problemas, embora dificilmente sejam encontrados nas concentrações pedidas. A solução de soda caústica, por exemplo, é preparada misturando-se 10 gramas de hidróxido de sódio em 100 ml de água destilada; esse preparado, aliás, não pode ser armazenado em recipientes de vidro, mas apenas nos de plástico. A concentração de ácido nítrico não é crítica: basta acrescentar uma parte de ácido para cada 9 partes de água destilada.

A preparação da solução de ácidio sulfúrico é um pouco mais complicada, pois é preciso usar a seguinte fórmula:

$m1 = m2\,(x\% - y\%)/y\%$, onde

m1 = água destilada, em gramas
m2 = ácido sulfúrico, em gramas
x% = concentração de ácido sulfúrico
y% = concentração da solução ácida desejada

Assim, por exemplo, se for necessária uma solução de ácido sulfúrico de 1:7 (ou 15%, digamos), e houver à disposição 250 g de ácido sulfúrico numa concentração de 50%, a quantidade de água destilada a ser adicionada é de 583 g.

Atenção: todo o cuidado é pouco ao manipular esses ácidos. Em primeiro lugar, sempre adicione o ácido à água, e não a água ao ácido. Não esqueça de reservar um local de trabalho bem ventilado e de não fumar (devido à produção de gás oxidrilo, que é altamente combustível); além disso, é conveniente proteger suas roupas com um avental, suas mãos com luvas de borracha ou plástico e também seus olhos.

É preciso pensar também no meio ambiente: assim que os compostos químicos tiverem sido utilizados e não forem mais necessários, é recomendável neutralizá-los, antes de jogá-los fora. Os dois ácidos empregados no processo podem ser neutralizados com a solução de soda caústica (talvez seja melhor fazer um pouco mais dessa solução, logo de início, prevendo esta etapa). Os mais conscenciosos poderão até mesmo

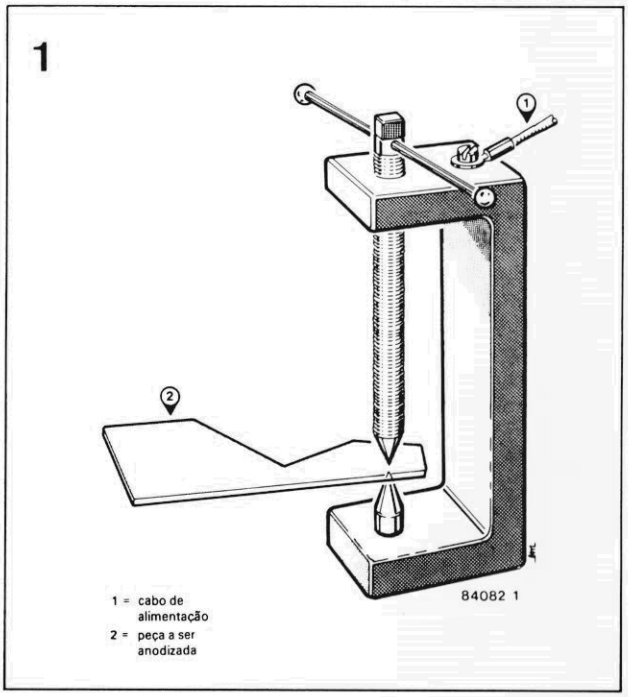


figura 1 — Sugestão de como fixar a peça de alumínio a ser anodizada.

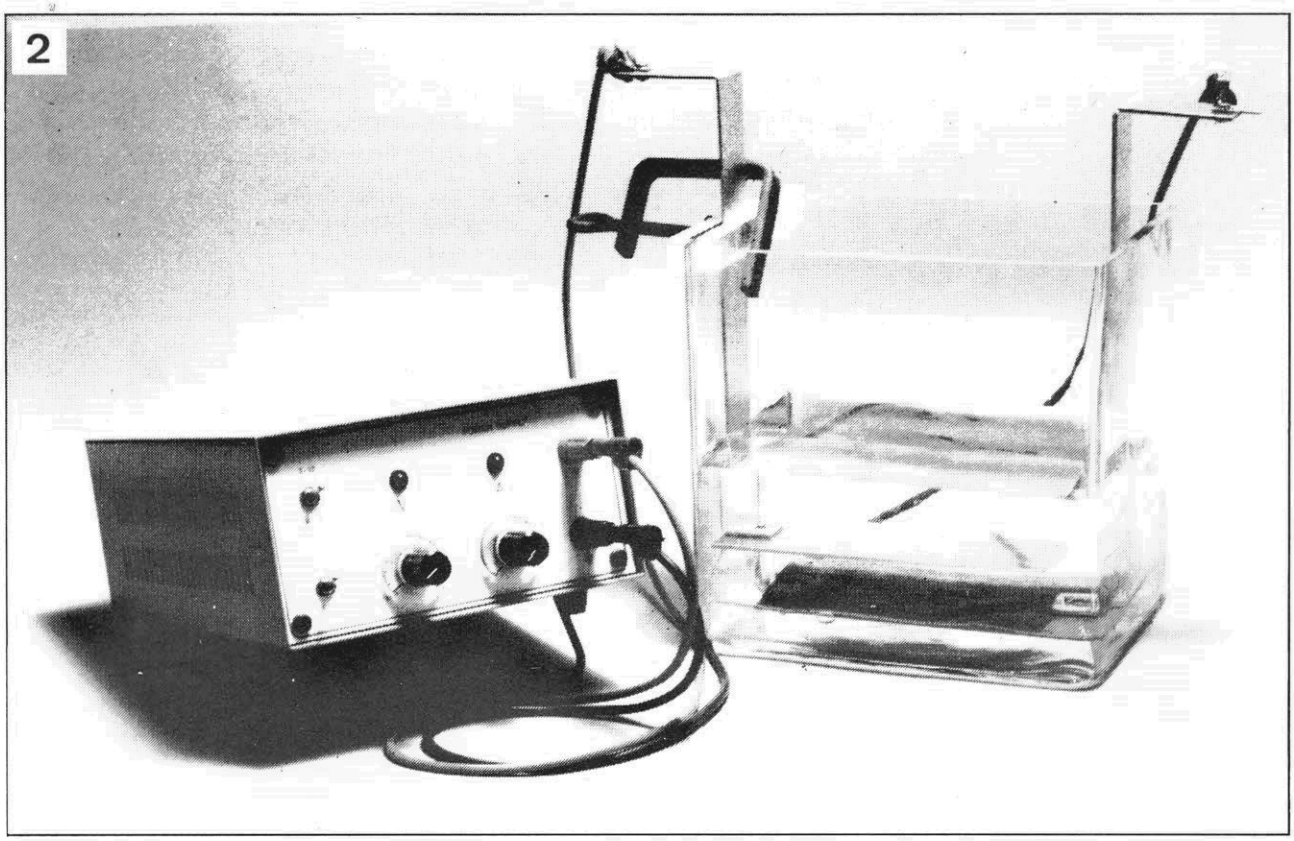


figura 2 — Exemplo de uma instalação para anodizar alumínio.

testar o pH dos líquidos, antes de se desfazer deles; para isso pode-se usar um peagâmetro ou os tradicionais papéis indicadores — como a fenolftaleína, que fica incolor nos ácidos, mas torna-se vermelha em meio alcalino.

Anodizando

Tomadas todas as precauções necessárias, podemos então por mãos à obra. Antes de mais nada, é preciso uniformizar a superfície do metal com uma lixa d'água, tomando o cuidado de não sobreaquecê-lo, a fim de não provocar manchas durante a anodização. Em seguida, deve-se imergir a peça por 10 minutos na solução de soda caústica (à temperatura ambiente), para remover toda e qualquer gordura da mesma. A descoloração que normalmente ocorre nesse estágio pode ser eliminada submetendo o alumínio a uma decapagem na solução 1:10 de ácido nítrico.

Só então é que deve ser feita a eletrólise propriamente dita. Suspende-se a chapa de chumbo dentro do recipiente, mergulhada na solução de ácido sulfúrico e ligada ao terminal negativo da fonte ou bateria. A peça de alumínio vai então conectada ao terminal positivo, através de algum outro objeto de alumínio (já que outros materiais podem dissolver durante o processo). Uma solução adequada seria prender a peça por meio de uma pequena morsa de alumínio, daquelas usadas em modelismo, com a rosca devidamente "preparada", conforme o exemplo da figura 1. Nesse caso, o cabo de alimentação é firmemente parafusado à morsa e a peça a ser tratada deve ser um pouco maior que o requerido — já que não ocorre anodização sob os pontos de contato da rosca.

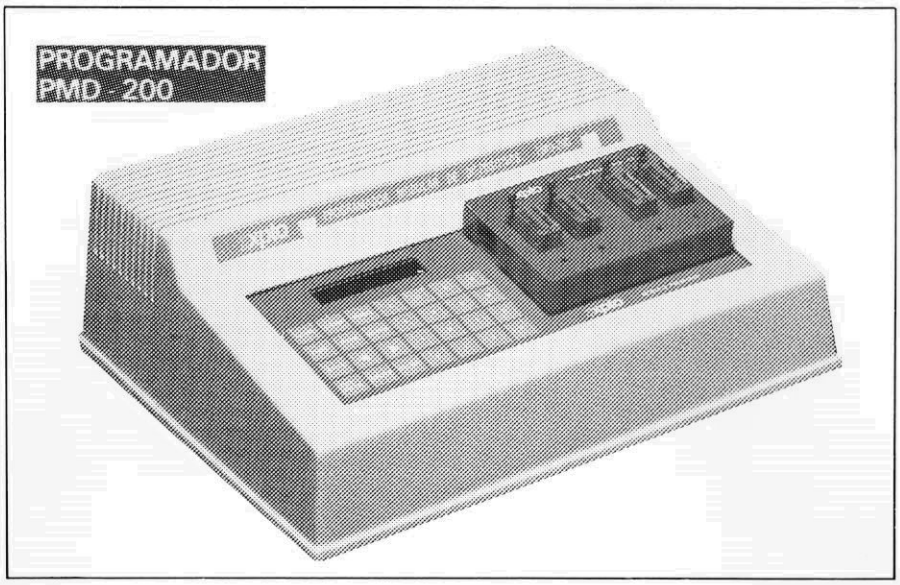
Mantendo a solução numa temperatura de 16... 20°C (que convém inspecionar com freqüência), o processo tomará cerca de uma hora. Talvez seja necessário resfriar a solução de vez em quando, além de agitá-la ocasionalmente. O processo todo pode ser considerado encerrado quando a corrente diminui de valor; a peça de alumínio deve passar por uma lavagem em água destilada depois de cada etapa do mesmo.

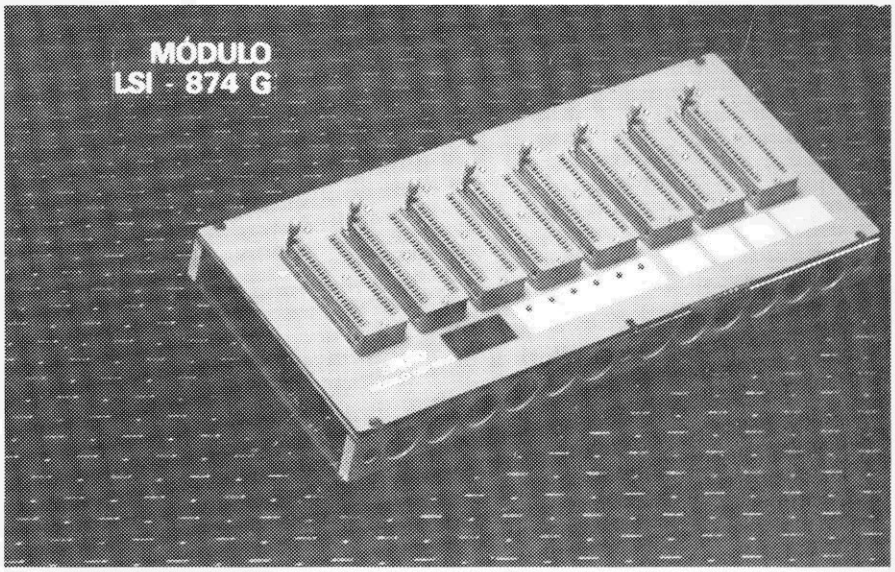
A última providência consiste em manter a peça de alumínio em água fervente por 15 minutos, em média — o que tem o efeito de "curar" o revestimento, fechando os poros do óxido. ◀

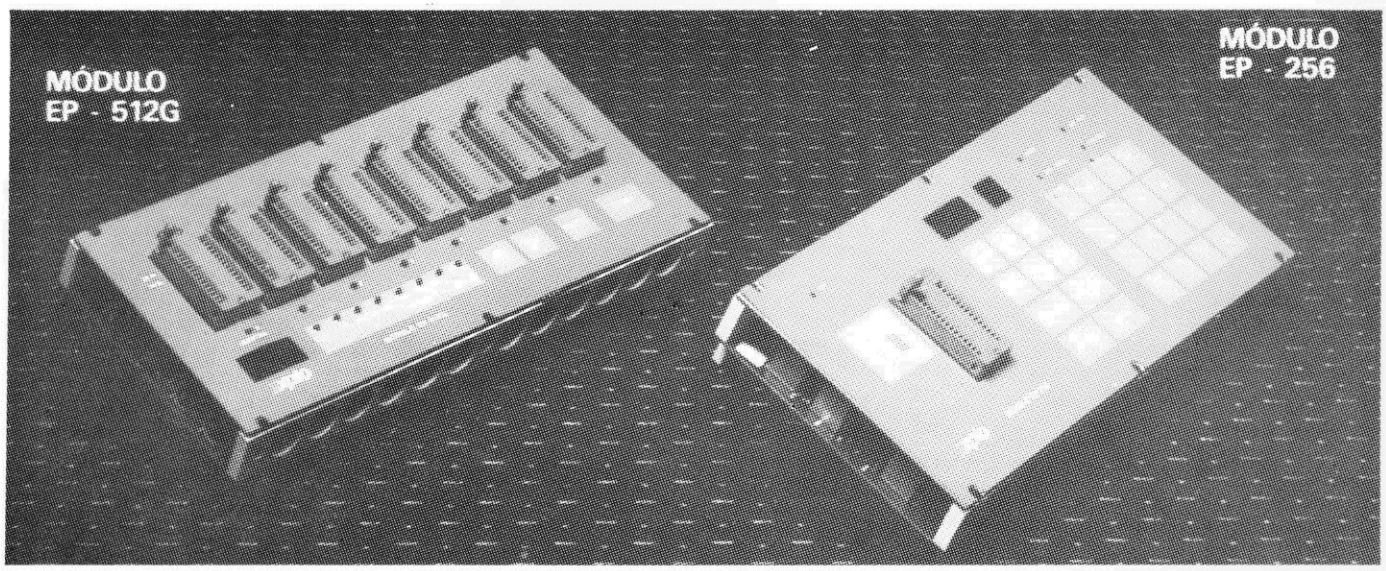
Família de programadores modulares

Através de duas unidades básicas e uma série de módulos intercambiáveis, a empresa paulista XPTO Indústria e Comércio de Produtos Eletrônicos pretende atender a quase todas as necessidades de gravação e programação de componentes, em informática. Uma das unidades foi batizada de PMD-200 (Programador Modular de Dispositivos), sendo a mais versátil das duas, pois aceita nada menos que 5 módulos diferentes: EP-256 e EP-512G, para gravar EPROMs de 24 e 28 pinos (o segundo dispõe de 8 soquetes, para produção em maior escala); PROM-2000, com vários sub-módulos, para permitir a gravação das diversas memórias PROM existentes no mercado, além de outros dispositivos; PAL-2420, específico para se programar PLAs (arranjos lógicos programáveis); e LSI-874G, para a programação dos chamados *single-chip computers* (computadores de um só CI) da série Intel 874x e seus equivalentes.

A segunda unidade destina-se exclusivamente à gravação de EPROMs. Denominada Gravador PGE-100, permite também programar até 8 memórias simultaneamente; é equivalente à combinação do PMD-200 com o módulo EP-512G, mas na versão fixa.

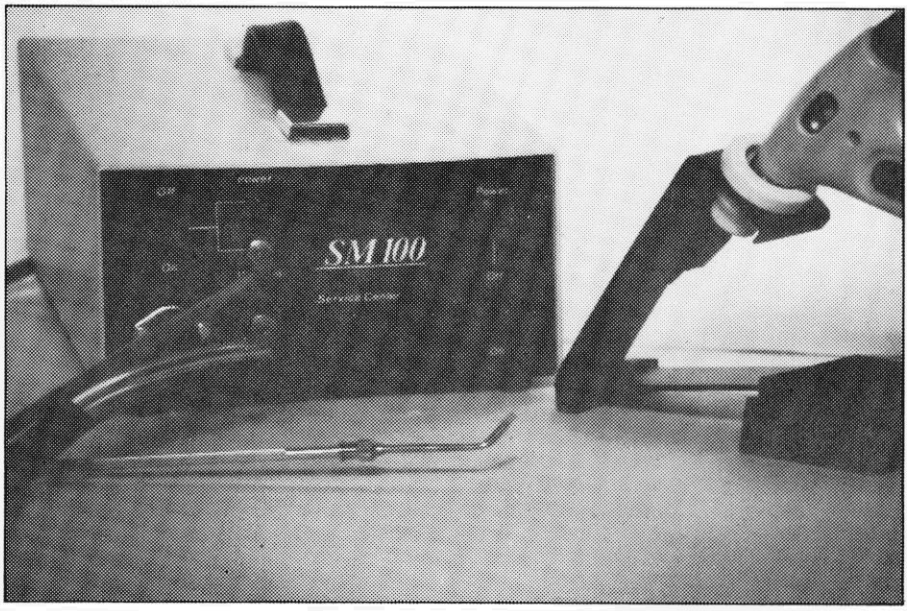


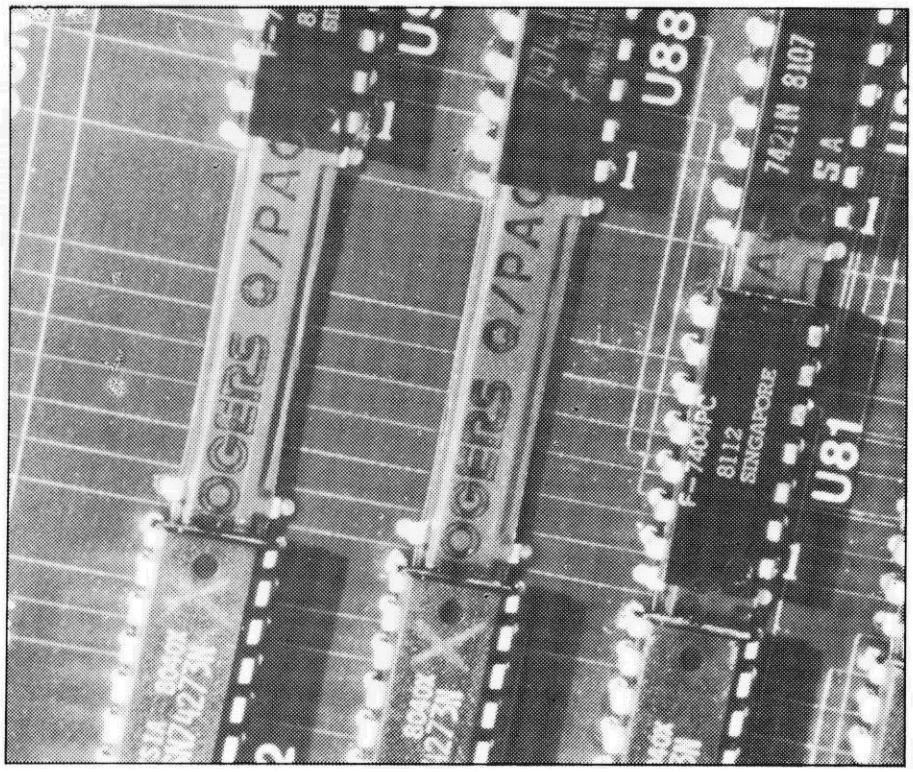




Para trabalhar com os componentes SMD

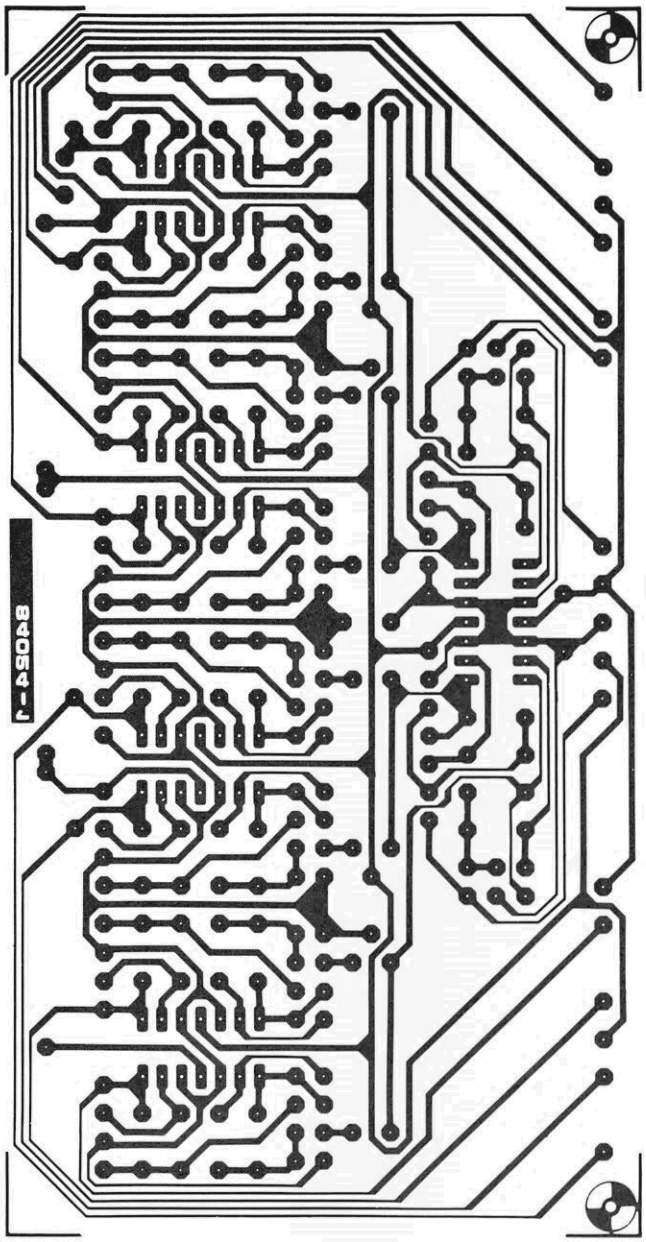
Com fabricação da Coselbra Industrial e representação da Hitech Comercial e Industrial, foi lançada a estação de trabalho SM-100, destinada à soldagem e dessoldagem manual de componentes para montagem superficial. O aparelho ajuda no posicionamento e soldagem dos componentes, mediante um aplicador de pasta adesiva, uma seringa pneumática (para posicionar o componente) e uma pistola de ar quente (para a refusão da pasta). Além de pequenas linhas de montagem, o SM-100 foi desenvolvido visando laboratórios de desenvolvimento, produção de protótipos, linhas-piloto e oficinas de assistência técnica.



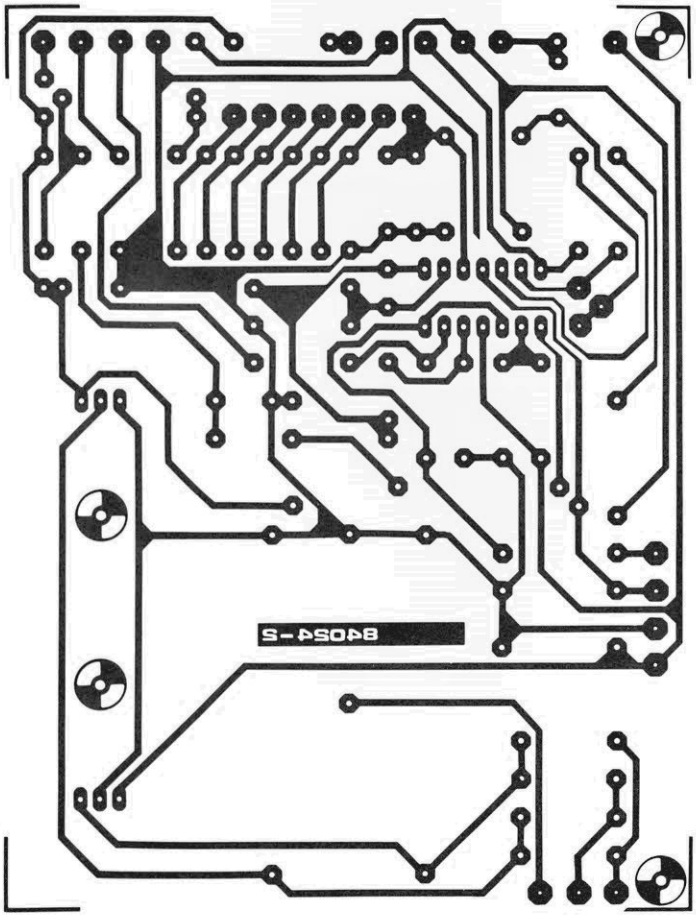


Dispositivos para alimentação e desacoplamento

Em associação com a Rogers americana, a Coselbra está apresentando três novos produtos para simplificar o projeto e a montagem de placas impressas com alta densidade de integrados. São eles: o *Mini-bus*, um barramento de alimentação com um, dois ou três condutores de seção retangular, dispostos lado a lado e separados por um material isolante; o *Micro/Q*, capacitor de desacoplamento projetado para reduzir os transientes com eficiência até 10 vezes maior que os processos convencionais; e o *Q/PAC*, outro barramento, este combinando distribuição de energia e desacoplamento capacitivo. Os três componentes podem ser montados por baixo dos CIs (veja foto), economizando espaço e trilhas do circuito impresso. Como vantagens adicionais, o fabricante cita o desempenho e a densidade equivalentes aos de placas multicamada, a um custo inferior, e a maior facilidade na montagem automática das placas.

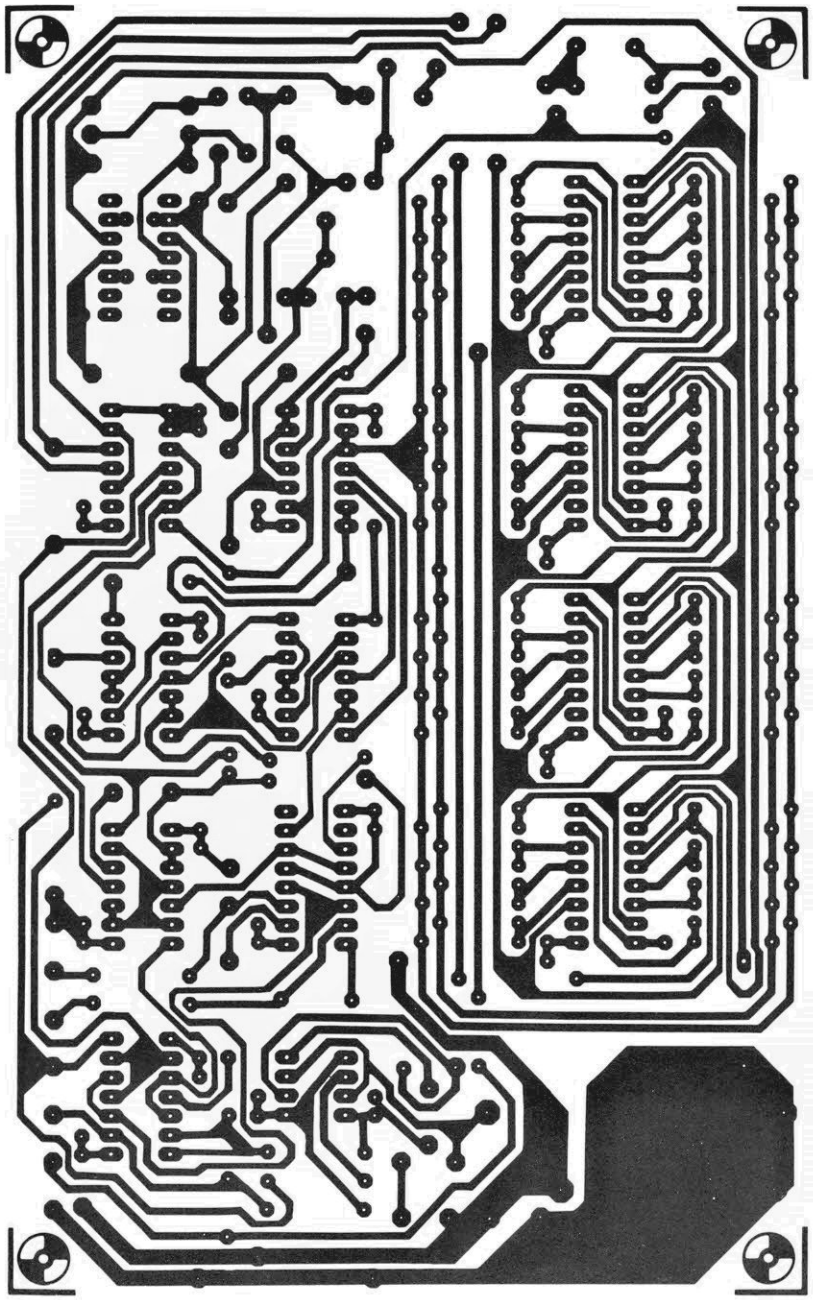


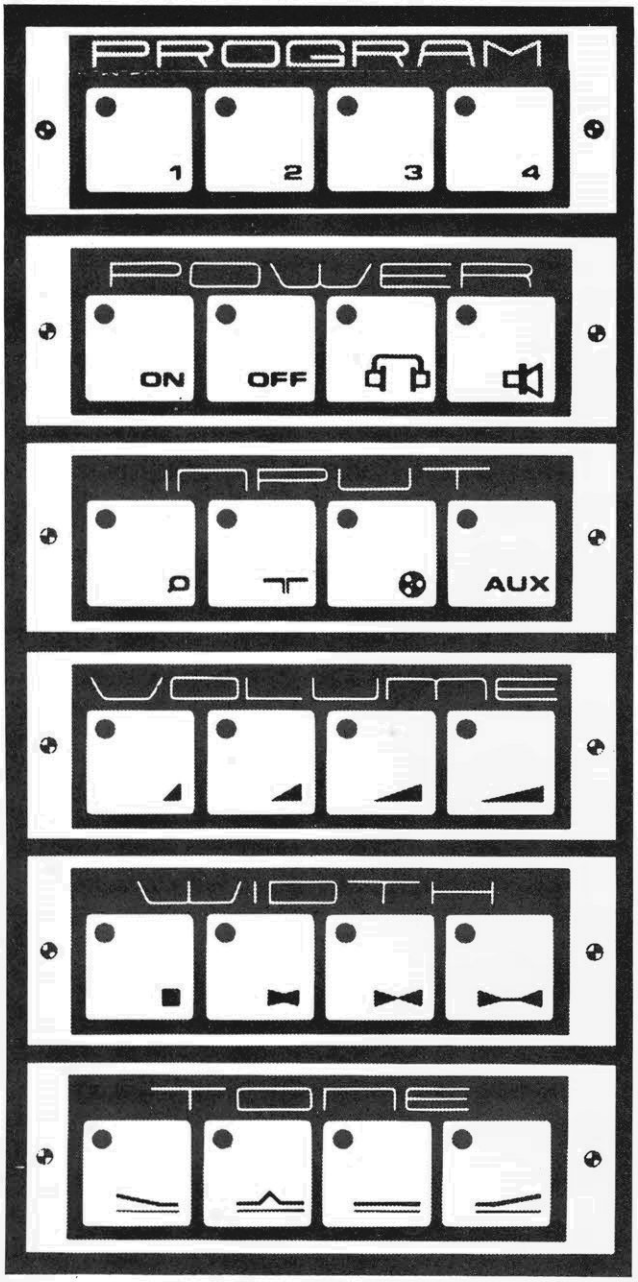
analisador
de espectro



analisador
de espectro

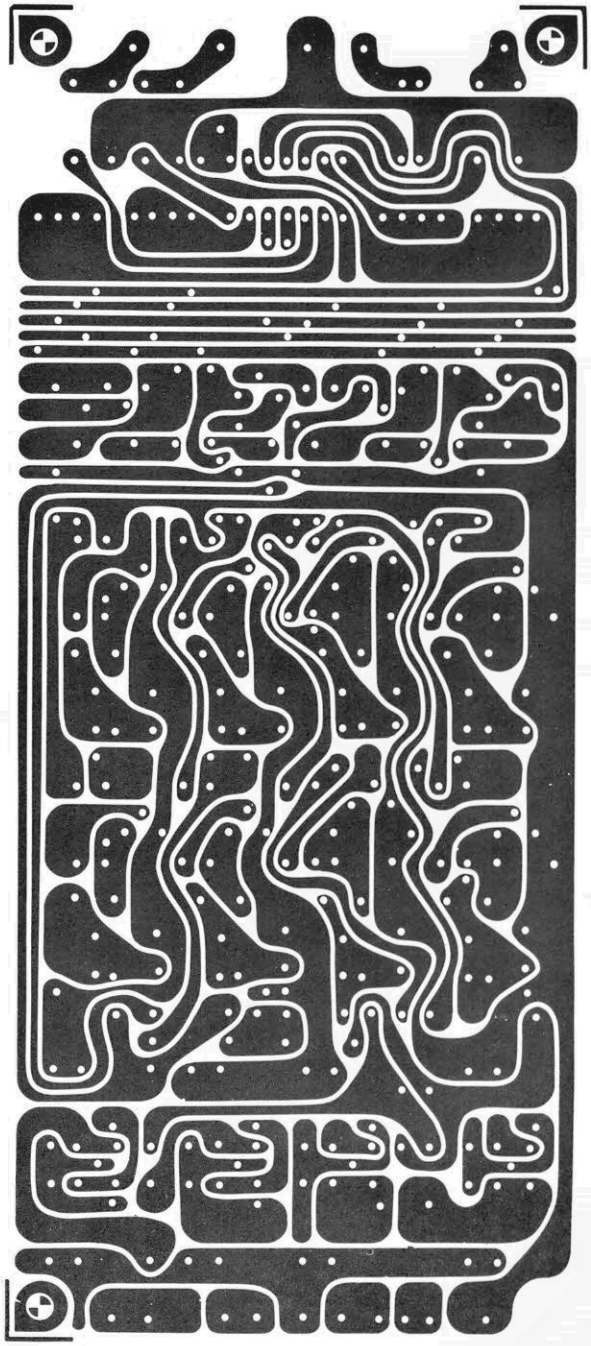
prefixo automático em morse

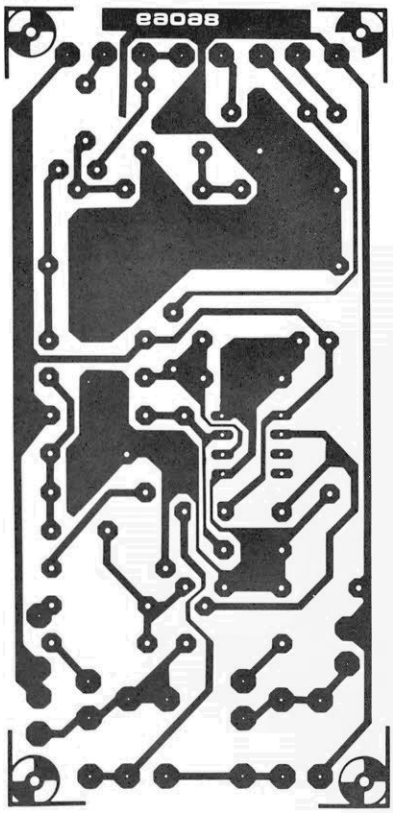




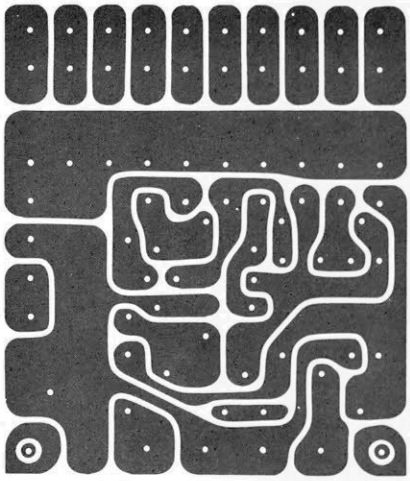
estações pelo toque em áudio

estações pelo toque em áudio



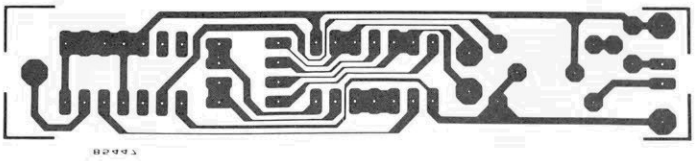


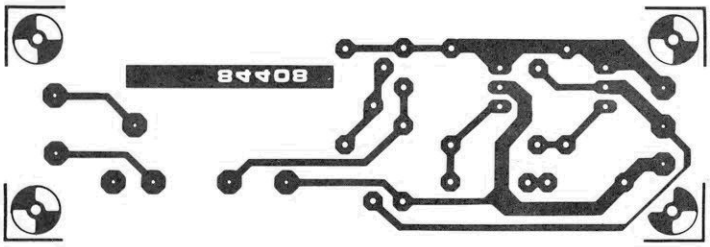
detector
de metais



mini-
percussão

Ponta de
prova para
µps





Proteção para
fontes de micros

Ponta de prova para µPs

em apenas 1,5 x 9 cm

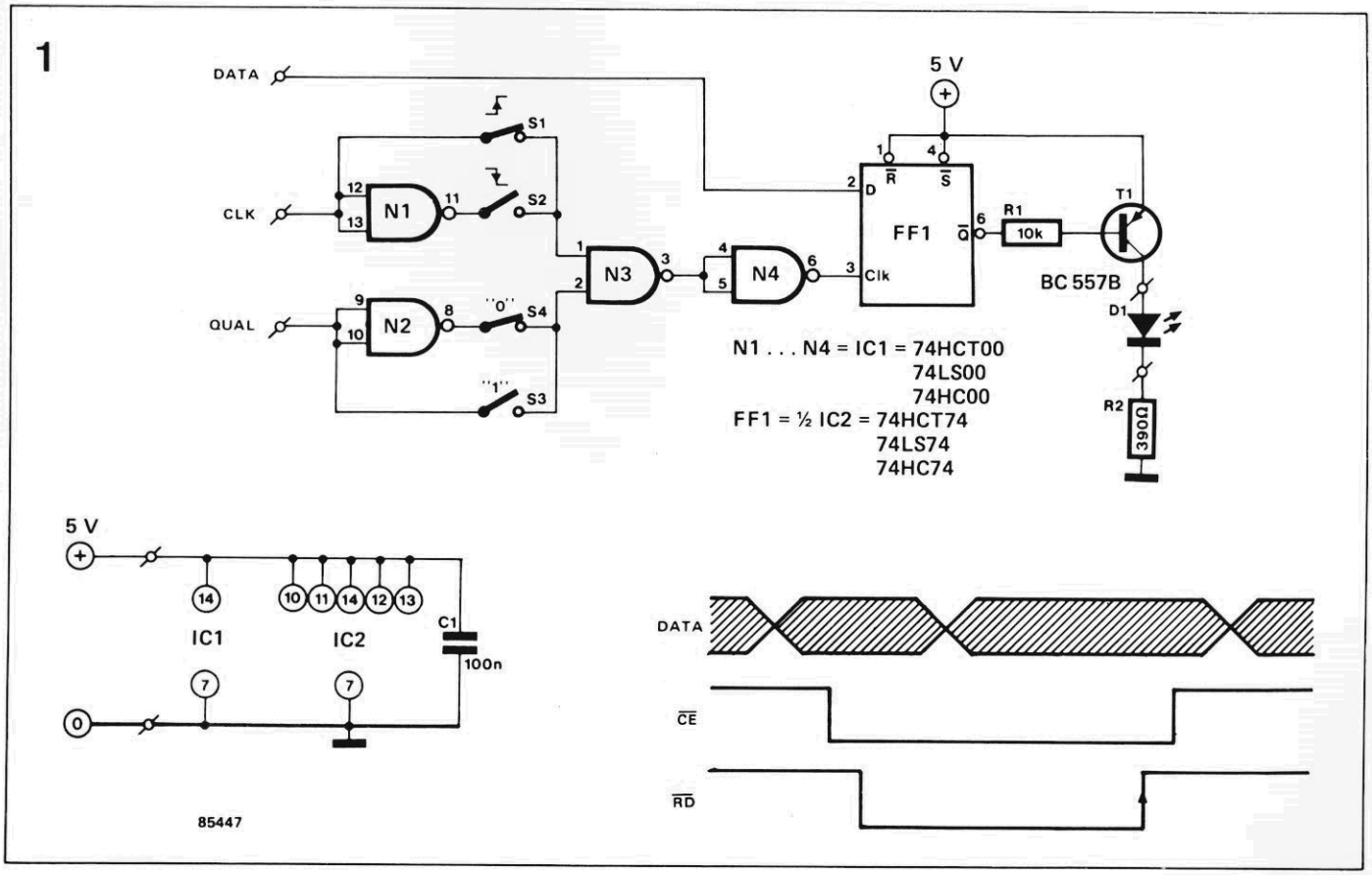
Todos os que já tentaram analisar um sistema a microprocessador por meio de uma simples sonda lógica sabem da inutilidade da tentativa. De fato, os sinais nos barramentos de endereços, dados e controle variam rápida e constantemente, tornando importante não só o nível do sinal, como também os instantes em que ele está presente. Só um analisador lógico, como o que foi apresentado nas três últimas edições de Elektor, permite um exame adequado desses circuitos.

Caso você não tenha ainda montado o analisador ou só mexa esporadicamente com microprocessadores, esta ponta de prova pode ser uma alternativa mais simples. Estritamente falando, ela nada mais é do que um multivibrador biestável (FF1); os dados são lidos de forma direta, fazendo D1 acender ou permanecer apagado de acordo com o estado de FF1 — que reage apenas quando sua entrada de *clock* (pino 3) é comutada de 0 para 1.

O sinal de *clock,* portanto, é a chave de todas as medições efetuadas, razão pela qual deve ser escolhido com certo cuidado a cada teste. Suponha, por exemplo, que você tenha que verificar a integridade de certa área de memória. Nesse caso, o sinal $\overline{CE}$ da memória é acoplado à entrada QUAL da sonda e a chave S4 deve ficar fechada, pois $\overline{CE}$ é ativo em nível baixo. A ponta de prova só pode ler dados, assim, durante um ciclo $\overline{CE}$ da RAM sob teste.

A entrada CLK da sonda, por sua vez, vai conectada ao sinal RD da mesma memória. A leitura deve ser então efetuada nos flancos positivos do sinal, significando que a chave S1 também deve estar fechada. Para realizar a leitura você pode empregar, digamos, um comando PEEK em Basic; o diodo D1 irá então acender de acordo com o sinal gerado pela RAM durante esse processo.

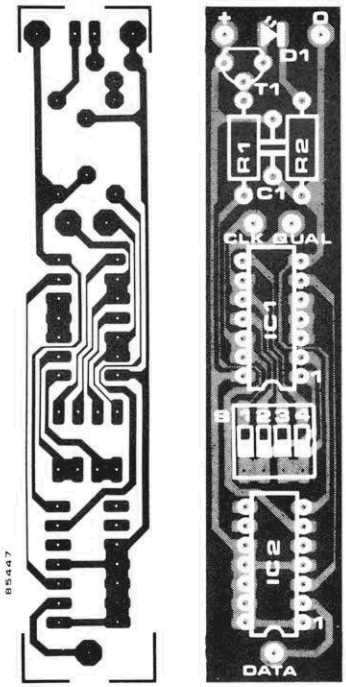
Esteja atento, porém, para que esse Basic não seja utilizado pela



área de RAM em teste, porque nesse caso haverá mais de um processo de leitura e a sonda só irá reter o último deles. Não há uma solução simples para casos como esse, embora seja possível contornar o problema, normalmente, com o auxílio de um monitor que faça o microcomputador executar apenas um comando em linguagem de máquina.

Para reduzir o mais possível as dimensões da ponta de prova, dê preferência a chaves DIP em S1...S4; note, aliás, que apenas S1 ou S1 e S3 ou S4 devem ficar fechadas ao mesmo tempo, em qualquer tipo de teste. Quanto aos CIs, pode-se utilizar os da família LS, mais corriqueiros no Brasil; se houver possibilidades, porém, será melhor optar pelos tipos HC ou HCT, que impõem uma carga bem menor aos circuitos sob teste. Eles são plenamente compatíveis com os LS, com a vantagem de exibir uma elevada impedância de entrada; os da família HC só devem ser utilizados, porém, em sistemas inteiramente confeccionados com elementos CMOS (caso em que a tensão de alimentação pode ser maior que 5 V). O consumo total é baixo: 10 mA para o LED e 5 mA para os CIs (se forem do tipo TTL).

2



Lista de componentes

Resistores
R1-10k
R2-390
Valores em ohms

Capacitores
C1-100 nF

Semicondutores
D1-LED verm.
T1-BC557B
IC1-74LS00
ou HC/HCT
IC2-74LS74
ou HC/HCT

Diversos
S1...S4-DIP
de 4 chaves
Placa impressa

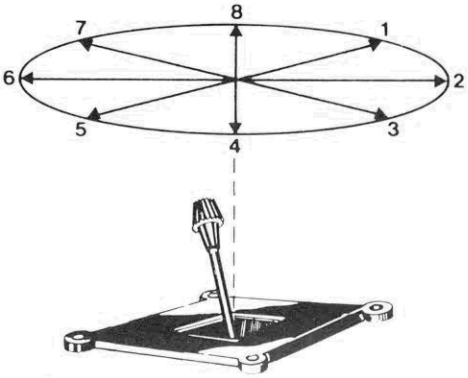
Sistema multichave para micros MSX

no lugar dos manetes

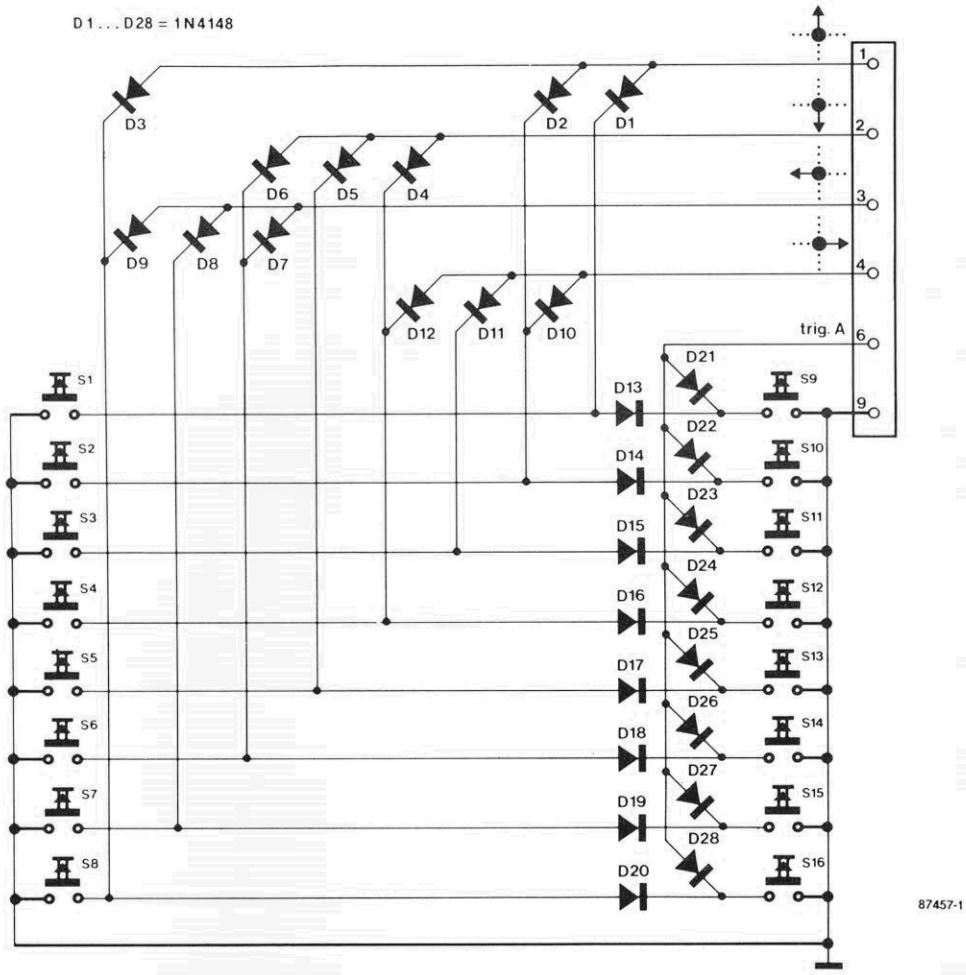
Este circuito é uma aplicação inédita e interessante para a entrada de manetes existente nos microcomputadores da linha MSX. Com algumas alterações, porém, pode ser adaptada a outros tipos de micros equipados com uma entrada similar para jogos. O uso dessa entrada para a "leitura" de até 16 chaves é vantajoso, já que pouco *hardware* adicional é necessário e os programadores podem se limitar ao uso das instruções em Basic destinadas aos manetes (ou *joysticks*, se preferirem).

Nos micros MSX, a posição da alavanca do manete é lida por meio

1



2



da instrução STICK(n), onde "n" pode ser 1 ou 2 — isto é, o número do manete relevante. Essa instrução "devolve" um número inteiro de 1 a 8, a partir do qual é deduzida a posição da alavanca, como se vê na figura 1. A instrução STRIG(n), por sua vez, permite determinar o estado do botão de disparo do manete "n" e devolve o número -1 quando o mesmo é ativado.

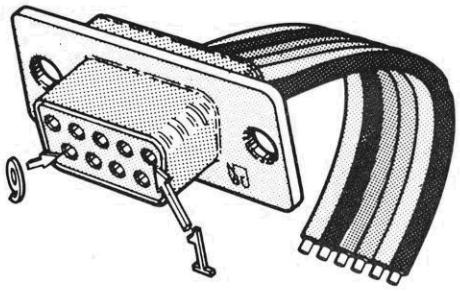
Utilizou-se aqui uma matriz de diodos para que 8 botões de pressão (S1...S8) pudessem ser ligados às 4 entradas de direção do conector para manetes. Quando acionado, qualquer um desses botões força um nível lógico baixo sobre uma ou duas linhas de entrada, permitindo que o computador identifique o número de chave. Oito diodos adicionais permitem dobrar o número de chaves (S9...S16), que podem ser diferenciadas das demais se forem acopladas à entrada trig. A.

As 16 chaves são identificadas, em Basic, com o auxílio das instruções X = STICK(1) ou X = STICK (2) e Y = STRIG(1)/STRIG(2), de modo que o número de cada uma delas pode ser dado simplesmente por:

$$Z = X - (Y*8) + 1$$

Isto vem demonstrar como uma expansão versátil pode fazer bom uso de um *hardware* já existente e ser controlada através de comandos em Basic. Na figura 3, por fim, temos a pinagem do conector usado para acoplar o circuito à entrada de manetes do tipo MSX.

3



Alternativas à 2708

com a 2716 e 2732

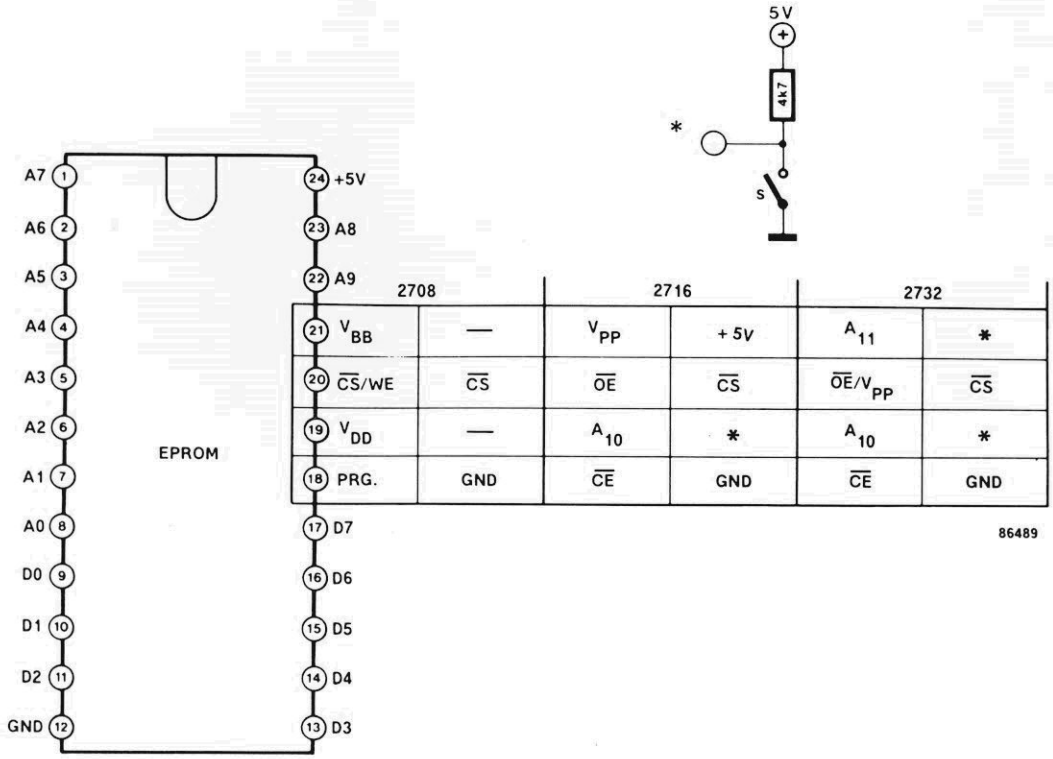
Devido ao desenvolvimento de EPROMs com capacidades sempre maiores, nas linhas 25XXX e 27XXX, a tradicional 2708 tornou-se totalmente obsoleta, em muitos casos. Além de ser um tanto difícil de programar, pode ser considerada dispendiosa frente ao seu modesto quilobyte de armazenagem; sem falar que está se tornando cada vez mais rara nas lojas. Nada mais lógico, portanto, que substituí-la por suas irmãs mais novas, seja em novos projetos ou mesmo nos circuitos já em operação.

Todos devem concordar que é razoável fazer essa substituição levando em conta, antes de mais nada, a pinagem da 2708 em relação à da 2716 (2 kB) e 2732 (4 kB). A ilustração prova que não é uma tarefa complexa, já que os pinos de alimentação positiva e negativa da 2708 (19 e 21, respectivamente) podem ser facilmente adaptados para as outras duas memórias.

Deve-se observar que o pino 18 ($\overline{CE}$, tanto para a 2716 como para a 2732) fica aterrado, ao passo que o pino 20 ($\overline{OE}$) é excitado pelo sinal $\overline{CS}$ do computador. Esse novo arranjo não tem consequências seja para a EPROM, seja para o micro, já que o sinal $\overline{OE}$ pode atuar como $\overline{CE}$ se tivermos em mente que a memória não pode ser mais comutada para seu estado de espera em baixo consumo. Essa pequena desvantagem provoca apenas um aumento no consumo de corrente, ao mesmo tempo em que proporciona tempos menores de acesso à memória — já que somente excitadores de barramentos *tristate* são habilitados internamente, ao invés de toda a lógica do CI.

Pelo fato de a 2716 e a 2732 oferecerem, respectivamente, o dobro e quatro vezes mais área que a 2708, pode-se adicionar uma seleção manual de blocos ao sistema. Esse acréscimo, composto por uma chave e um resistor (ou em dobro para a 2732), está identificado por um asterisco no diagrama. Caso sejam aproveitados apenas os 1024 bytes do primeiro bloco, por outro lado, basta ligar A10 (ou A11, se for o caso) à terra.

1



	2708	2716		2732	
V_{BB}	—	V_{PP}	+5V	A_{11}	*
$\overline{CS}$/WE	$\overline{CS}$	$\overline{OE}$	$\overline{CS}$	$\overline{OE}/V_{PP}$	$\overline{CS}$
V_{DD}	—	A_{10}	*	A_{10}	*
PRG.	GND	$\overline{CE}$	GND	$\overline{CE}$	GND

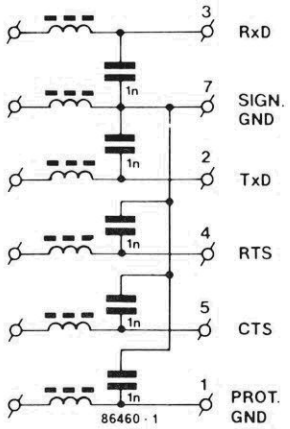
Conector com filtragem

para micros e periféricos

Os computadores e os equipamentos acionados por eles são fontes notórias de interferência de RF, podendo causar problemas em receptores mesmo acima dos 100 MHz, embora se diga que trabalhem apenas com 16 MHz ou coisa assim. A causa do problema reside no brevíssimo tempo de subida dos sinais de comutação e temporização, tanto internos como externos ao computador e seus periféricos — os quais estão geralmente distanciados entre si (impressora, modens, armazenagem de massa).

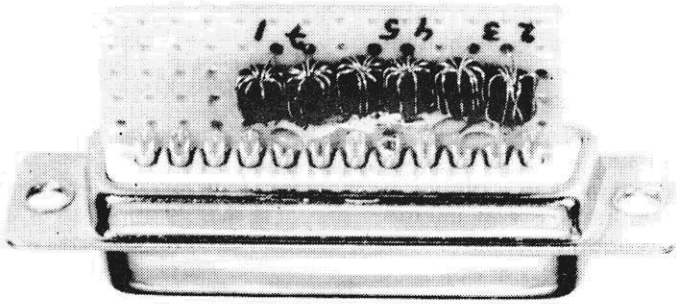
Boa parte da interferência provocada pelas longas fiações dos periféricos pode ser suprimida eficientemente pela inserção de filtros passa-baixas nas linhas de sinal, visando os dados e o *hand-shaking* (reconhecimento). Os filtros LC propostos são formados por pequenos anéis de ferrite (3 mm) com 10 espiras de fio esmaltado bitola 0,2 mm, em conjunto com capacitores cerâmicos de 1 nF; nessas condições, a indutância das bobinas é de 80 μH, em média, proporcionando uma frequência de corte de 60 kHz (120 kbaud).

1



Os filtros podem ser montados sobre um pedaço de placa impressa padronizada, cortado de forma a encaixar perfeitamente no encapsulamento dos conectores tipo D padronizados. Outras frequências de corte poderão ser obtidas alterando-se as bobinas; sua indutância é proporcional ao quadrado do número de espiras e os montadores com bom golpe de vista (e uma certa paciência) têm a liberdade de tentar enrolar um fio de cobre ainda mais fino (de 0,05 mm, por exemplo) nos ferrites. É aconselhável, porém, não alterar a relação LC fornecida.

Para concluir, é preciso observar que um conector filtrado que tenha sido dimensionado para 10 kHz, digamos, jamais deve ser ligado a uma saída de micro de alta frequência (20 MHz, por exemplo), pois a carga excessivamente capacitiva poderia danificar o CI excitador da linha.

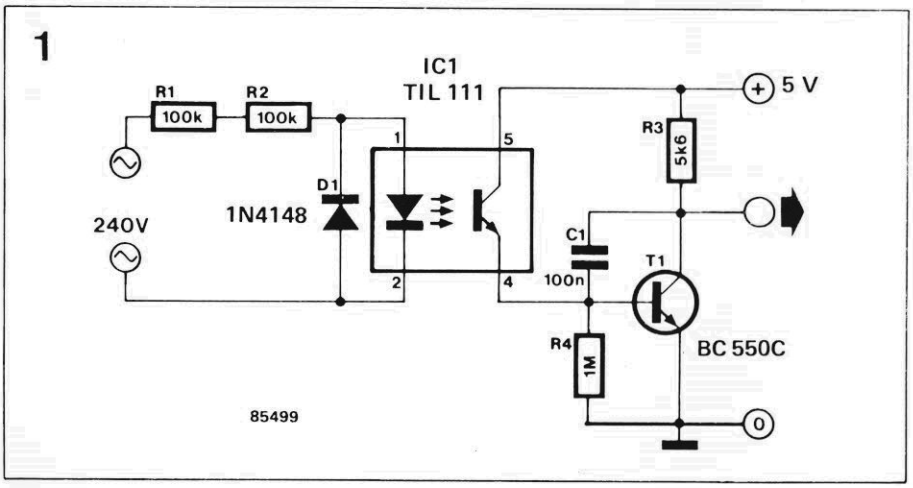


Interface com a rede

para um micro mais versátil

Esta sugestão é útil, por exemplo, quando o computador deve monitorar um equipamento alimentado pela rede. Um fotoacoplador tipo TIL 111 assegura uma total isolação entre os 110/220 V e o micro. A cada semiciclo positivo, pelo LED desse integrado passa uma corrente de 1 mA, aproximadamente, fazendo conduzir o fototransistor associado; a corrente resultante de 100 μA em seu coletor é suficiente para acionar o transistor T1.

Lembre-se, porém, que essa é uma corrente pulsante; assim, o capacitor C1 garante que T1 conduza continuamente, enquanto a rede estiver presente. Mas se for desejada uma onda quadrada de 60 Hz no coletor de T1, é claro que o capacitor poderá ser omitido. Para limitar a corrente, é preciso inserir um ou dois resistores de 100 k em série com o LED interno de IC1 (para 110 e 220 V, respectivamente). No caso de redes com 220 ou 240 V, não se deve trocar os dois resistores de 100 k por um de 220 k, porque a máxima queda de tensão permissível sobre um resistor padrão de 1/4 W é de 150 V RMS.



Adaptador para manetes

mais agilidade nos jogos

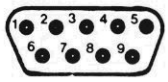
Alguns jogos bastante populares para computador exigem que o manete seja deslocado de 45° para se obter o movimento correto do cursor na tela. Isto cria problemas, obviamente, nos casos em que o manete fica montado sobre a mesa ou nos tipos "ergonômicos" de mão. Esta solução eletrônica para tal inconveniente começa pela redefinição dos eixos do *joystick*, conforme se vê na figura 2.

A direção A, por exemplo, é definida como a intermediária entre os eixos X e Y positivos, enquanto a D fica entre o X negativo e o Y

TABELA 1

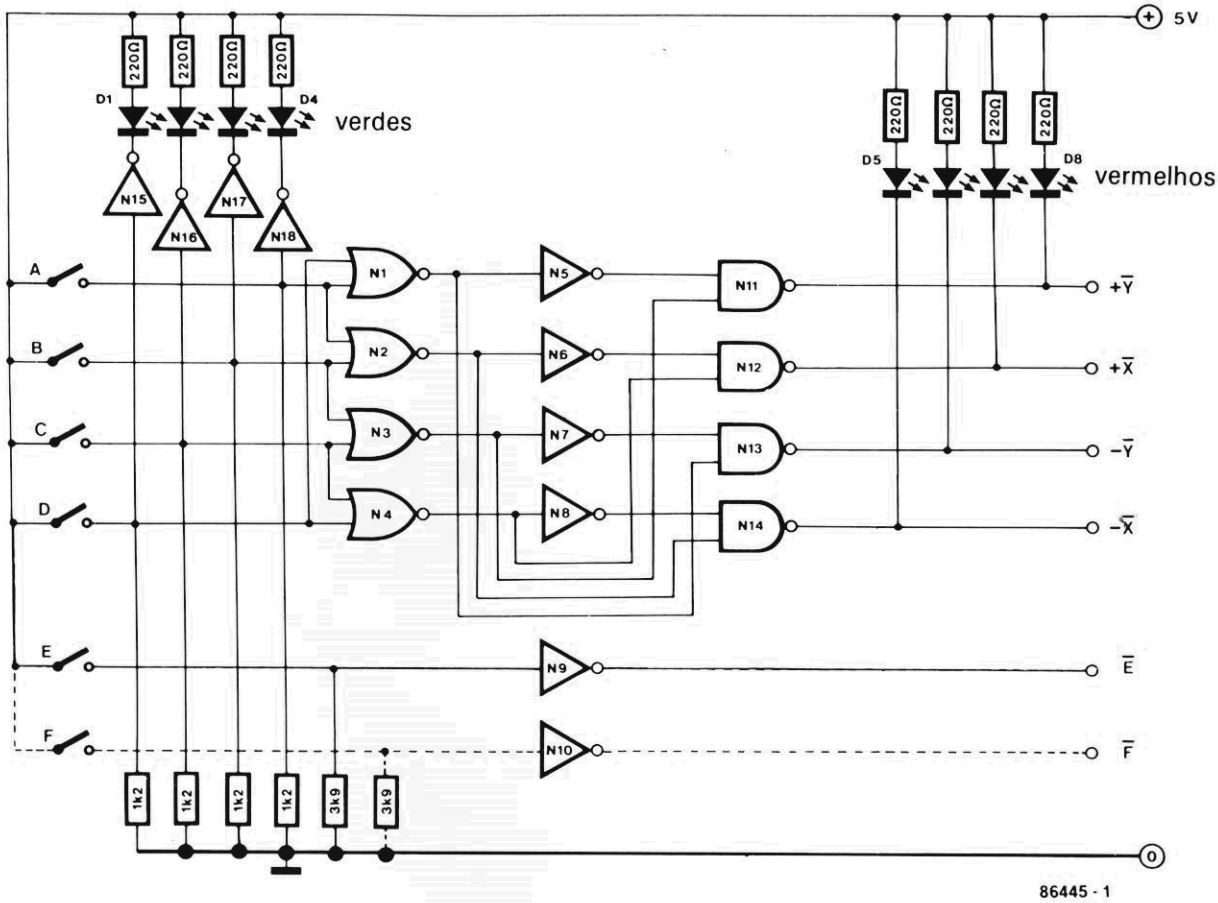
direção	*contato*
A →	+X e +Y
B →	+X e -Y
C →	-X e -Y
D →	-X e +Y

direção	*contato*
A e B →	+X
B e C →	-Y
C e D →	-X
D e A →	+Y



micro MSX
(1) +Y
(2) -Y
(3) -X
(4) +X
(5) +5 V
(6) disp. 1
(7) disp. 2
(8) saída
(9) terra

1

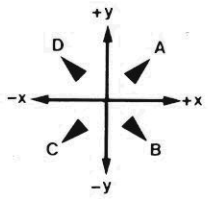


N1...N4 = 74LS02
N5...N10 = 74LS04
N11...N14 = 74LS38
N15...N18 = 74LS05

positivo; as direções C e B são equivalentes e opostas a A e D, respectivamente. Na tabela 1 temos um resumo das velhas e novas designações de direção e as saídas correspondentes ativadas.

O esquema do adaptador (figura 2) mostra que os níveis entregues ao computador passaram a ser ativos em nível baixo, ao contrário do que ocorre na conexão com o manete sem alterações; isto pede a utilização de portas inversoras entre o circuito e a entrada do micro. Pode-se adotar, para esse fim, um integrado com 6 inversores, tal como o 74LS04 — aproveitando para inverter também a função de disparo.

2



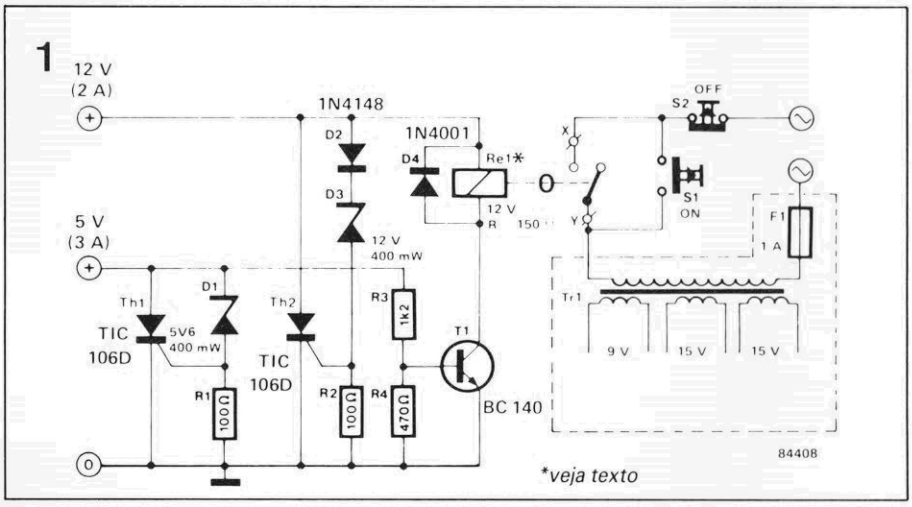
Essa dupla função de disparo permite que o manete adaptado seja facilmente acoplado a micros MSX, como nos mostra a tabela 2. Os sinais de entrada e saída do circuito podem ser sinalizados através de LEDs vermelhos e verdes, que indiquem claramente o deslocamento eletrônico do sinal em 45°. Assim, por exemplo, quando o *joystick* é movido para a direção A, é ativado o LED de entrada + Y, assim como os LEDs de saída + Y e + X. O consumo global de corrente não passa dos 75 mA.

Proteção para fontes de micros

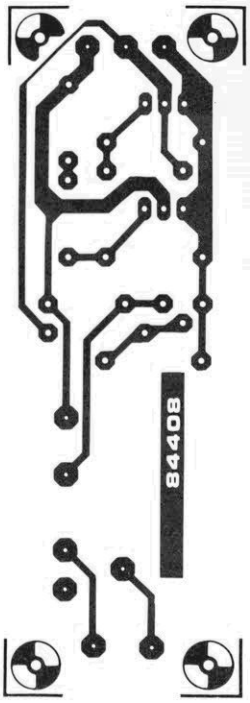
contra curtos e sobrecargas

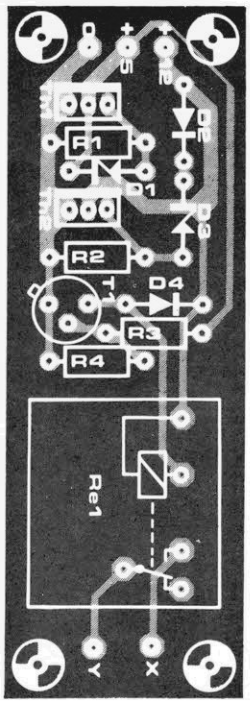
Quando a parte de 5 V e/ou 12 V entra em colapso, na fonte de um microcomputador, duas coisas podem ocorrer: a alimentação vai ser baixa ou alta demais. Com tensão nula, as consequências ficam geralmente limitadas à memória RAM, que tem seu conteúdo apagado ou embaralhado. Já os efeitos de uma elevação de tensão (devido a um regulador "pifado", por exemplo) costumam ser bem mais devastadores. De fato, são bem pequenas as chances de sobrevivência dos 40 a 100 mil transistores de um microprocessador, para citar apenas um caso.

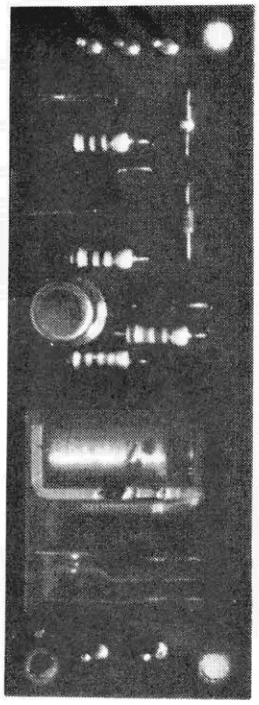
Essa é uma razão mais que suficiente para justificar a inclusão deste circuito protetor em qualquer micro (naqueles que não dispõem de proteção, é claro). Ele desliga a fonte do computador toda vez que sua tensão de saída torna-se muito alta ou quando acusa um curto-circuito. Exemplificando, caso a tensão na linha de 5 V



2







Lista de componentes

Resistores
R1, R2- 100
R3- 1,2 k
R4- 470

Semicondutores
D1- zener de 5,6V/400 mW
D2- 1N4148
D3- zener de 12 V/400 mW
D4-1N4001
T1- BC140
Th1, Th2- TIC106

Diversos
F1- fusível de 1 A, lento
Re1- relé de 12 V
S1- chave NA
S2- chave NF
Placa nº 84408

aumente por algum motivo, o zener D1 começa a conduzir por volta de 5,6 V — o que faz o tiristor Th1 conduzir, aterrando assim a linha suspeita (vê-se que é essencial, para este tipo de proteção, que a fonte do computador seja limitada em corrente). Ao mesmo tempo, o transistor T1 vai para o corte, desenergizando o relé e toda a fonte.

A linha de 12 V é protegida de forma semelhante. Quando a tensão atinge o limite de 12,7 V, o tiristor Th2 conduz e aterra a linha culpada; o relé deixa então de receber tensão e desliga seus contatos. Na ocorrência de um curto-circuito no computador, o efeito é o mesmo — com a diferença de que o circuito não precisa providenciar o curto.

Localiza a falha e feitas as devidas correções, a fonte pode ser ligada novamente por intermédio do botão S1. Veja que existe também um botão para desligar a alimentação, o que deve interessar principalmente aos usuários de computadores que não dispõem de uma chave liga/desliga.

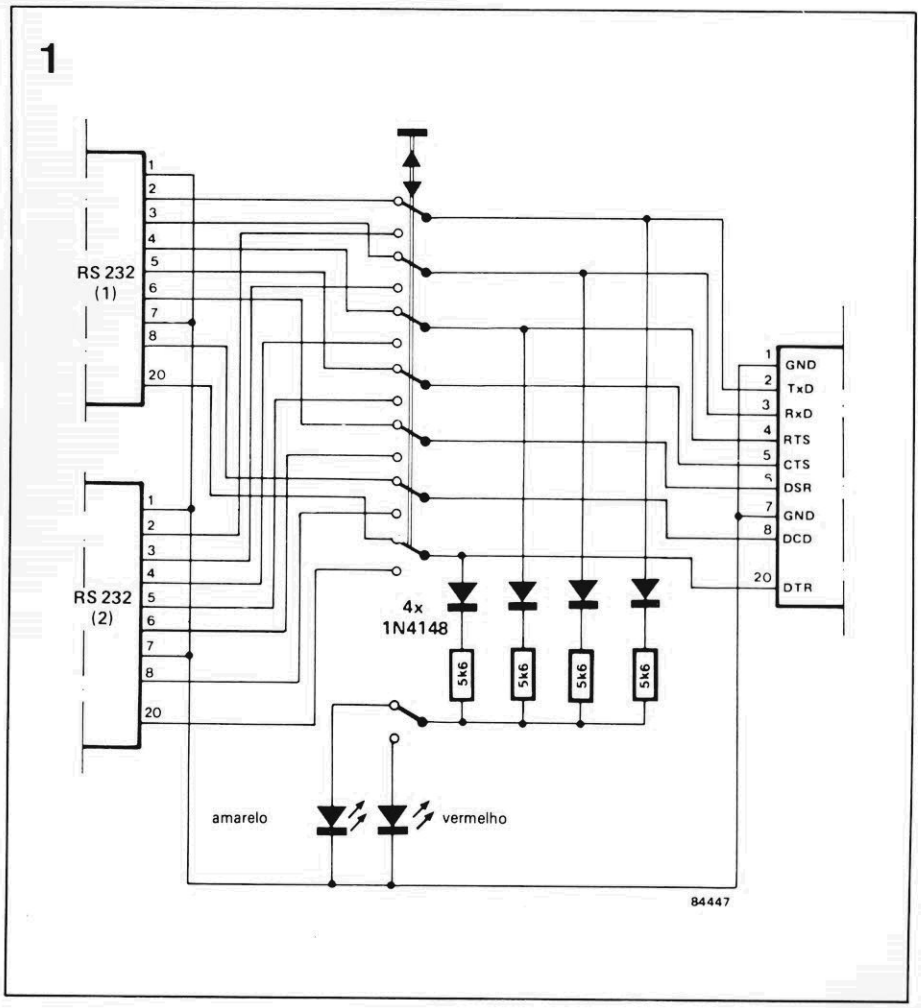
A confecção do circuito pode ser bastante facilitada pela existência de uma placa já projetada, que pode ser vista na figura 2. Note, porém, que se um micro específico não possuir a alimentação de 12 V, é só eliminar a parte correspondente do circuito e trocar o relé por outro com bobina de 5 V, já que ele passa a ser conectado à outra linha.

Conexão dupla para RS232

de duas para uma linha ou vice-versa

Os conectores tipo D normalmente usados com interfaces RS 232 são bastante robustos, resistindo bem ao desgaste de inserções e remoções constantes. O mesmo não se pode dizer do operador humano do micro quando é obrigado a trocar, pela enésima vez, a conexão RS 232 de um periférico para outro. Não ajuda nem um pouco o fato de que, por razões estéticas, a entrada para tal conexão fica normalmente num local discreto, por trás do micro. Esse não é, por sorte, um problema dos mais comuns, mas existe uma série de ocasiões em que ele se manifesta — tal como na utilização conjunta de computador, terminal e impressora; ou um computador e duas impressoras; ou, ainda, dois computadores e uma impressora.

Em resposta aos apelos mudos por uma solução ao problema, apresentamos aqui uma verdadeira chave RS 232 de um pólo e duas posições. Uma parte interessante do circuito são os dois LEDs de alta eficiência conectados a quatro das linhas de transferência de dados da interface. O LED correspondente ao canal em uso fica piscando sempre que há fluxo de dados, indicando que não é uma boa



hora para comutar de um canal para outro. Logo que o LED pára de piscar, é sinal de que a transferência de dados está encerrada e a comutação, liberada; o outro LED acende imediatamente.

Caso você esteja se perguntando o porquê dos LEDs e o motivo de não se poder comutar de um canal para outro a qualquer hora, pense no que poderia acontecer se a chave fosse aberta, mesmo por um instante; os níveis lógicos, é claro, ficariam indefinidos por um certo período de tempo — o que é realmente uma má idéia.

Felizmente, muitas interfaces RS 232 são equipadas com integrados MC 1488/1489, que sempre exibem num nível lógico definido nas entradas, mesmo que elas estejam flutuantes. A numeração do diagrama corresponde a um conector tipo D de 25 pinos.

Circuito de potência para µPs

para controle em CC

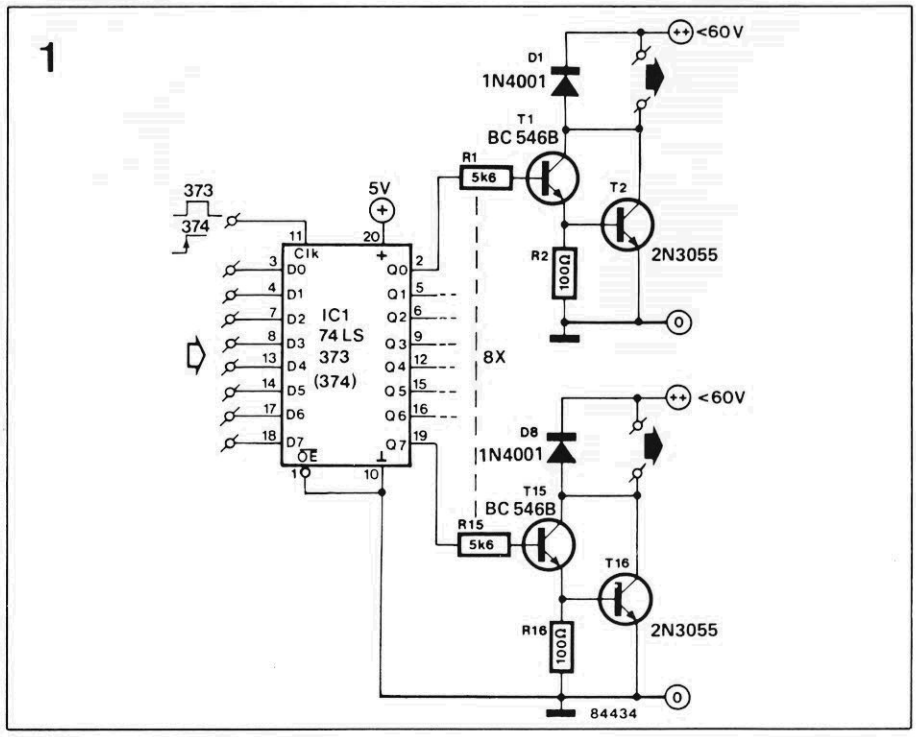
Não basta possuir um microcomputador; é preciso encontrar boas utilidades para ele. Um bom campo de aplicação é o do controle de circuitos E/S, embora as empresas do ramo ofereçam pouca coisa interessante para ele. Não há razão para desânimo, porém, mesmo que o micro disponível disponha de poucos recursos de entrada/saída: o circuito aqui sugerido demonstra que não é difícil aproveitar o computador para excitar relés, chaves eletrônicas, lâmpadas e até motores.

Ele está baseado nos 8 biestáveis existentes em IC1, que são controlados por um pulso positivo (no caso do 74SL373) ou uma borda ascendente (para o 74SL374), garantindo a estabilidade dos níveis lógicos de saída. O sinal de controle, que é aplicado ao pino 11, pode ser obtido pelas mais diversas formas — tal como portas programáveis de saída ou decodificação de endereços (dicas sobre esta última técnica podem ser encontrados nos artigos "Decodificando endereços" e "Temporização de memória", publicados nos nº 3 e 6 de Elektor).

As oito linhas de dados (D0...D7) devem ser conectadas diretamente ao barramento do processador ou por meio de uma segunda porta programável de saída. Cada uma das saídas (Q0...Q7) controla um par darlington (T1/T2...T15/T16), capaz de chavear cargas de até 60 V/1 A. Dentro desses limites, a dissipação é baixa o suficiente para se dispensar o uso de dissipadores.

O darlington satura assim que um nível lódigo alto surge na saída correspondente de IC1 e passa para o corte quando a saída vai para "0". Caso as tensões a comutar sejam inferiores a 45 V, pode-se adotar transistores BC547 no lugar dos BC546. Os diodos D1...D8 foram incluídos como proteção contra transientes de tensão.

O circuito é dos mais flexíveis. Se não for preciso utilizar as 8 saídas de IC1, pode-se aproveitar o mesmo integrado e reduzir o número de darlingtons. É possível, por outro lado, ligar vários CIs em cascata, cada um deles excitando até 8 canais; eles podem, nesse caso, ser controlados por duas portas de saída: a porta A, por exemplo, servindo de barramento de dados comum a todos os biestáveis e a B sendo usada na seleção do dispositivo requerido. Esse arranjo permite que 64 darlingtons, ao todo, sejam controlados por apenas duas portas programáveis de saída.

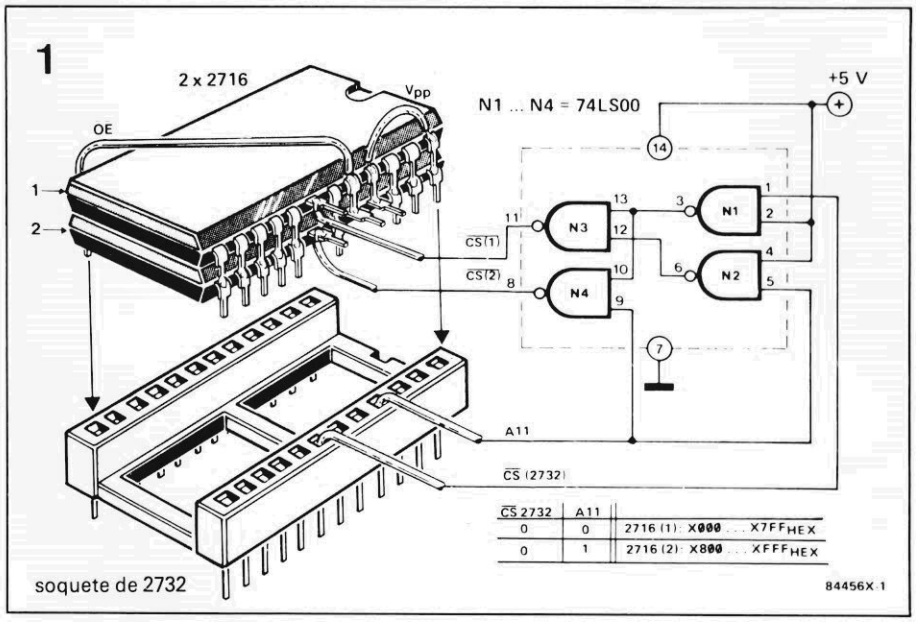


2 x 2716 = 2732

4096 bytes em duas EPROMs

Todos aqueles que projetam ou simplesmente "mexem" com circuitos de computadores percebem, mais cedo ou mais tarde, a necessidade de empilhar certos componentes mais utilizados. O exemplo em foco, no nosso caso, é a memória 2716, tão comum que sempre existe uma ou outra de reserva em toda bancada. Se um determinado equipamento requer, num certo momento, o dobro da capacidade de memória, porque não considerar o uso de duas 2716, ao invés de comprar uma 2732? É o que estamos sugerindo e pondo em prática nesta idéia.

Todas as linhas destinadas à 2732 também são utilizadas diretamente pela dupla de 2716, com exceção de A11, $\overline{CS}$ e V_{PP}. E todos os pinos das duas memórias são comuns a ambas, excluindo $\overline{CS}$, é claro. Os sinais de habilitação para esse pino são obtidos nas saídas de um 74LS00; uma das EPROMs (identificada como nº 1) é endereçada como se fosse o primeiro bloco de 2 k de uma 2732 (com A11 em "0"), enquanto a outra faz as vezes do segundo bloco (A11 em "1"). Lembre-se de aplicar os níveis lógicos corretos aos pinos $\overline{OE}$ e V_{PP}: o pino 20 deve ficar ligado a +5 V e o 20 à terra. Nem seria preciso dizer que essa adaptação deve ser pensada de modo a provocar o mínimo de alterações na placa de circuito impresso.



CS 2732	A11	
0	0	2716 (1): X000 ... X7FF HEX
0	1	2716 (2): X800 ... XFFF HEX

Conversor paralelo/serial

adaptador para impressoras e teclados

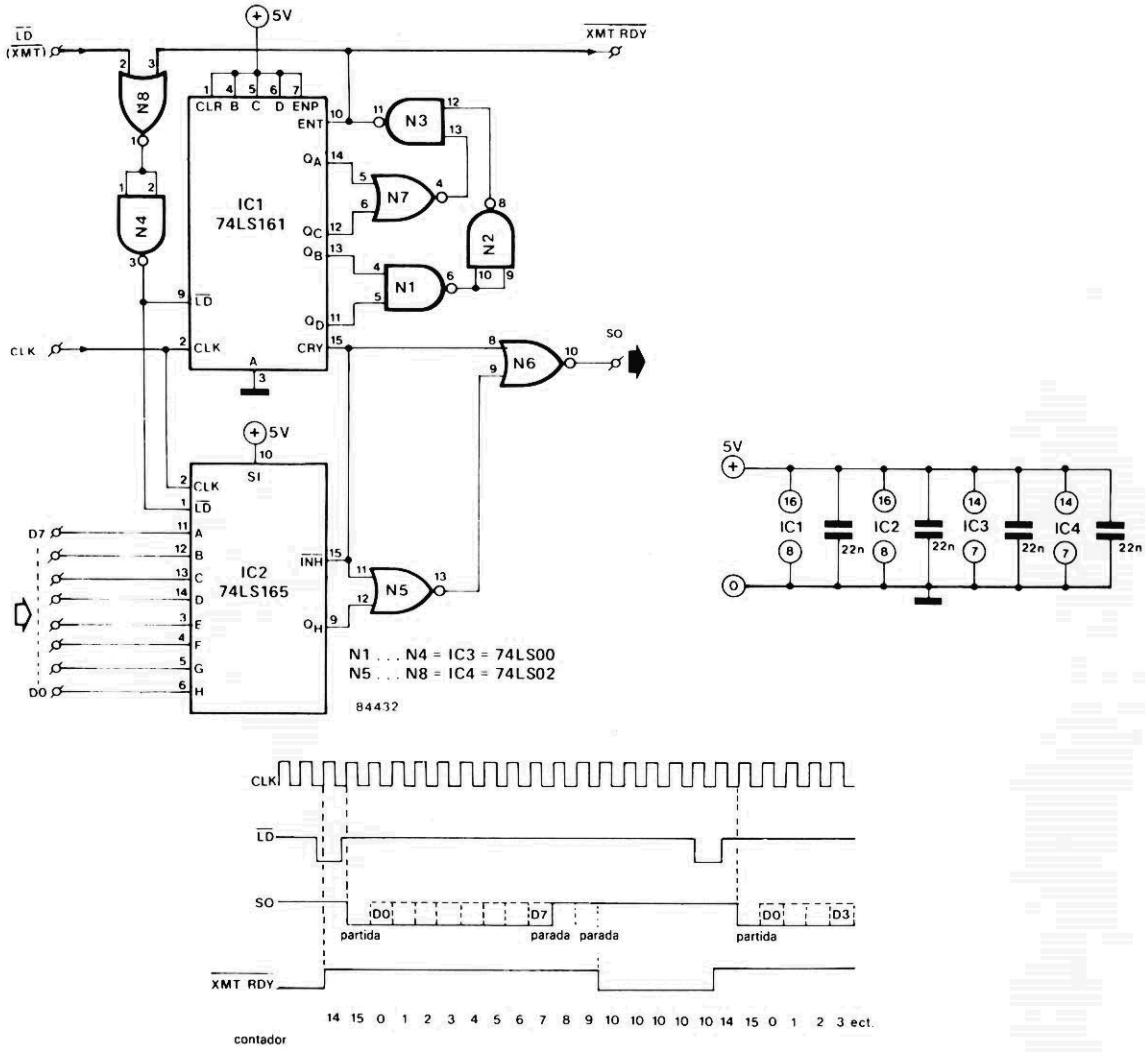
Os conversores paralelo/seriais têm uma série de aplicações em informática; entre elas, podemos citar os circuitos de interface para impressoras com entrada serial e adaptadores para teclados com saída paralela, quando o computador ainda dispõe de uma ou duas interfaces seriais, mas nenhuma paralela.

Nosso circuito está baseado em quatro integrados TTL-LS: um contador binário síncrono de 4 bits (IC1), um registrador de deslocamento com 8 bits e carregamento paralelo (IC2), quatro portas NE de duas entradas (IC3) e quatro portas NOU de duas entradas (IC4). Como ele não possui elementos discretos ou dependentes de tempo, você terá que cuidar do controle pelo próprio sistema.

No estado quiescente, o contador binário assume a condição 1010 (número 10 decimal). Essa condição é decodificidada pelas portas NE N1...N3 e pela porta NOU N7 em um sinal de parada para o próprio contador (pino 10 de IC1, com nível 0); a saída de N3 assume o nível lógico alto para qualquer outra combinação de entrada em N1 e N7.

O registrador de deslocamento é inibido pelo nível "1" presente na saída Q_D (pino 11) de IC1. Aplican-

1



do um nível baixo na entrada $\overline{LD}$ ($\overline{XMT}$), dá-se início ao processo de conversão — ocasião em que o contador é levado à condição 1110 (número 14 decimal), ao mesmo tempo em que o registrador desloca os dados para a saída Q_H (pino 9).

Depois que $\overline{LD}$ volta a ser alta novamente, a borda frontal do pulso de clock seguinte comuta o contador para 1111 (15 decimal). A saída CRY do contador (pino 15, transporte) vai então para "1", o que faz a saída serial do circuito (SO) assumir um nível baixo, via N5 e N6. No pulso de *clock* seguinte o contador passa a 0000, condição que é mantida durante os 8 pulsos de *clock* posteriores — ou seja, até o contador ser comutado para 0111 (7 decimal); durante esse período, a saída Q_D permanece em nível baixo e IC2 libera serialmente os dados carregados em paralelo (ao ritmo de um bit por pulso de *clock*).

Ao nono pulso de *clock*, o contador avança para 1000 (8 decimal) e a saída Q_D volta a ser alta novamente. Os dois pulsos seguintes de *clock* fazem com que N5 e N6 dêem passagem aos dois bits de parada (nível "1"). A condição seguinte do contador é 1010 (10 decimal), levando o conversor de novo à situação de saída. A linha SO assume um nível alto, devido ao bit de partida, que é baixo.

O sinal $\overline{XMTRDY}$ é idêntico ao nível de saída de N3, sendo simultaneamente aplicado a uma das entradas de N8. Esta porta, juntamente com N4, forma uma função OU. Como $\overline{XMTRDY}$ fica com um nível alto durante a transferência de dados, os pulsos $\overline{LD}$ aplicados nesse período não têm efeito algum.

O circuito trabalha igualmente bem com 8 bits ou 7 bits mais o de paridade. Caso deva ser usada informação de apenas 7 bits, a entrada D7 precisa ficar permanentemente em "1" (um terceiro bit de parada não deverá afetar a maioria dos sistemas). O consumo de corrente equivale a 70 mA, aproximadamente.

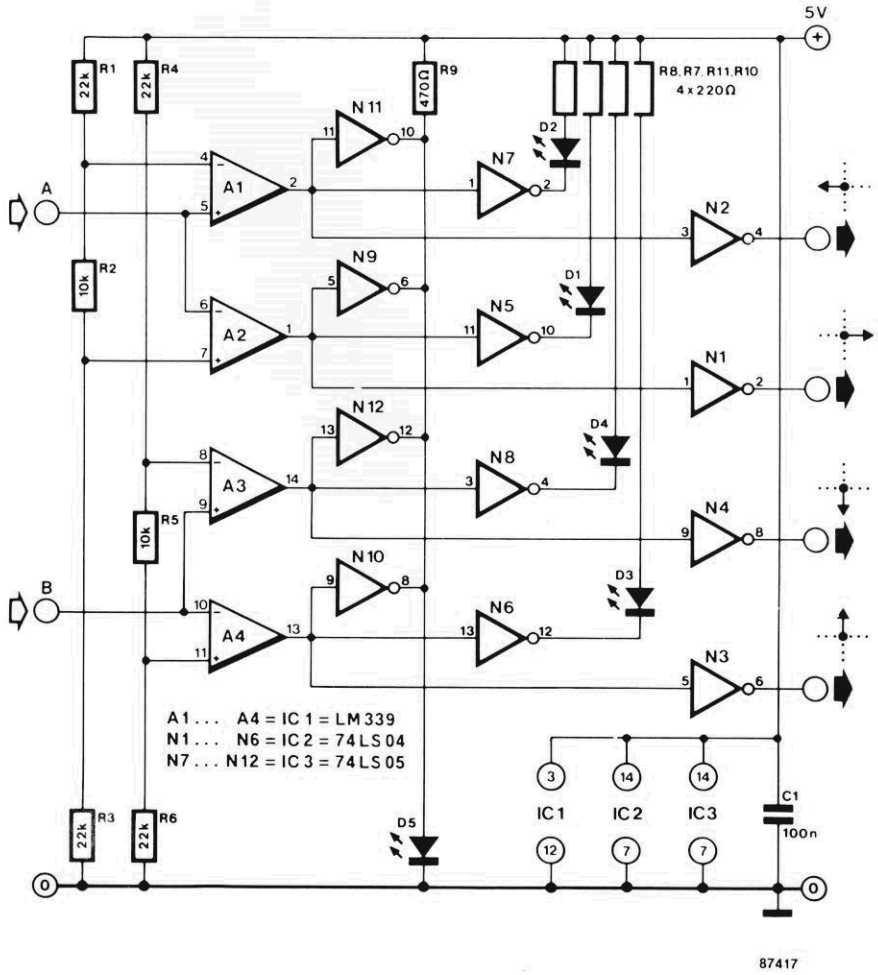
Conversor A/D para manetes

digitalizando *joysticks* analógicos

Embora os manetes sejam produzidos numa grande variedade de versões, sua organização interna segue invariavelmente um conceito padronizado — baseado num conjunto de frágeis contatos de membrana ou em dois potenciômetros. Muitos fãs dos videojogos concordam no ponto de que o tipo analógico de manete oferece maior confiabilidade e durabilidade; infelizmente, porém, não é todo micro que aceita esse tipo de manete, razão pela qual foi projetado este circuito.

Os quatro comparadores existentes em IC1 atuam como chaves, convertendo o movimento da alavanca em sinais digitais. As saídas dos comparadores são ligadas aos *buffers* de IC2, para serem compatibilizadas com a entrada de *joysticks* do computador. Os dois inversores restantes de IC2, juntamente com dois de IC3, funcionam como excitadores para os LEDs que assinalam a posição da alavanca. As portas N9...N12, por fim, foram implementadas como função *wired NOR*, para permitir que o LED D5 acenda sempre que a alavanca se encontrar na posição central. O consumo de corrente total não excede os 25 mA.

1



Eles estão presentes em praticamente tudo que disponha de uma tela ou um mostrador — desde os relógios de pulso até monitores de computador, passando por multímetros, calculadoras e micro-TVs portáteis. Eles são os LCDs, talvez a mais conhecida ilusão ótica do mundo

Os visores de cristal líquido

O império dos LEDs na área dos visores durou pouco. Os LCDs *(Liquid Crystal Displays)* são hoje donos incontestáveis desse mercado. O que não é de estranhar, comparando-se as duas famílias de componentes: os visores de cristal líquido exigem cerca de mil vezes menos corrente que os diodos emissores de luz; o contraste sob luz forte aumenta, ao invés de diminuir; e são extraordinariamente versáteis em tamanho e formato, podendo até ser totalmente transparentes.

É verdade que várias dificuldades se apresentaram, antes que eles atingissem esse estágio de evolução, tal como problemas com multiplexação, vida útil e temperaturas de operação. Tudo isso já foi superado, porém, permitindo que os LCDs exibam hoje um alto nível de sofisticação — a ponto de já estarem presentes em TVs de bolso e serem a melhor promessa para as telas planas de televisão.

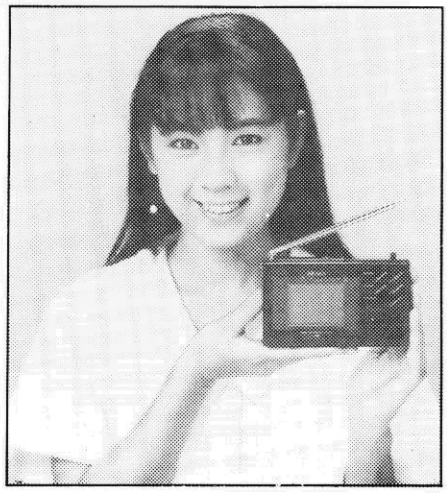
Por dentro dos LCDs

Não é objetivo deste artigo descer aos mínimos detalhes da física dos cristais líquidos, e sim descrever a operação dos visores que os utilizam. Na figura 1 temos, para começar, a vista em corte lateral de um LCD típico; ele consiste basicamente em duas finíssimas placas de vidro, que encerram uma camada de cristal líquido com 10 micra de espessura. Essa camada é realmente uma estrutura molecular cristalina, que pode ser alterada sob a influência de um campo elétrico. Dependendo da direção em que as moléculas estão organizadas, o cristal pode se tornar transparente ou opaco.

A face interna das duas placas de vidro é revestida com uma camada condutiva transparente, que faz as vezes dos eletrodos. Uma tensão aplicada a eles gera um campo elétrico que faz com que as moléculas do cristal mudem de direção; o plano afetado (ou seja, os segmentos do visor) deixa então de ser transparente.

É preciso mencionar também as películas de SiO_2 (óxido de silício) existentes entre os eletrodos e o cristal. Elas têm a função de isolar os eletrodos dos efeitos provocados pelo cristal líquido. O alinhamento da estrutura cristalina é feito de forma a só alterar a transparência do material com a presença de uma tensão; a própria figura 1 ilustra a organização das moléculas do cristal sob o campo elétrico. Assim que uma corrente alternada é aplicada entre os dois eletrodos, essas moléculas ficam dispostas horizontalmente. Vê-se que a metade inferior, para melhor ilustrar o processo, não recebeu corrente de excitação e os cristais ainda permanecem em sua posição vertical.

No estado desenergizado de um LCD do tipo refletor, filtros polarizadores perpendiculares (ou girados em 90°) são laminados na célula de cristal líquido, sendo um horizontal e outro vertical (veja a figura 2a). Se luz verticalmente polarizada for introduzida pela frente da célula, ela irá acompanhar a rotação do alinhamento dos cristais (ou seja, também 90°), indo atingir o



refletor através do polarizador horizontal. Daí a luz é devolvida pelo mesmo percurso, girando novamente 90° e saindo do visor através do polarizador vertical.

Na condição energizada, porém (figura 2b), as moléculas do cristal sob um ou mais segmentos alinham-se com o campo elétrico; não ocorre, portanto, rotação nesses segmentos. A luz com polarização vertical fica impedida de atravessar o polarizador horizontal, sendo absorvida por ele. No caso de filtros polarizadores em paralelo temos o efeito visual oposto — isto é, os segmentos ativados permanecem transparentes sobre um fundo opaco.

As coisas mudam de aspecto quando se utiliza um espelho semitransparente como refletor (figura 3b). O resultado é um visor do tipo "transfletor", que pode receber luz tanto pela frente como por trás. Assim, sempre que o consumo é de menor importância (tal como em equipamentos alimentados pela rede, por exemplo), pode-se deixar sempre acesa fonte de luz traseira. Nesse caso, se a iluminação ambiente for mais intensa que a embutida, o visor vai operar na modalidade refletora; em caso contrário, ele continuará com um bom contraste, graças à modalidade transmissora (ou "transiluminadora").

Existem ainda visores que operam exclusivamente com uma fonte interna de luz; são LCDs do tipo transmissor e não contêm o elemento refletor traseiro (figura 3c). As pesquisas e a prática favoreceram os tipos refletores e transfletores, como era de se esperar.

Características dos LCDs

Enquanto a principal característica dos LEDs é a intensidade de brilho, o contraste nos

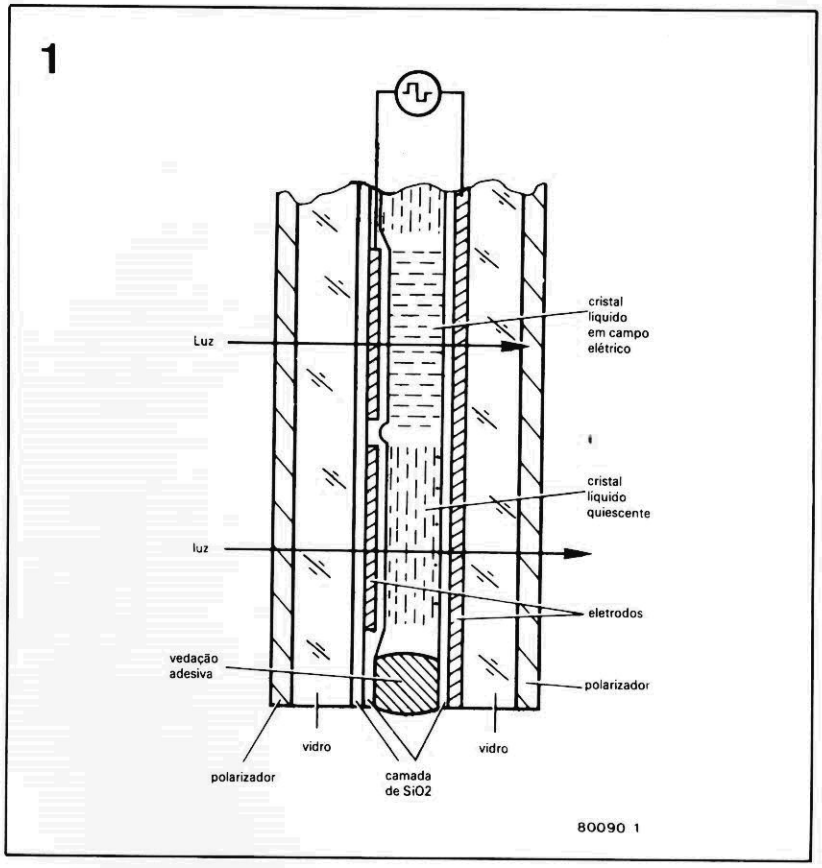


figura 1 — Estrutura básica de um LCD, mostrando a camada de cristal líquido hermeticamente selada entre duas placas de vidro.

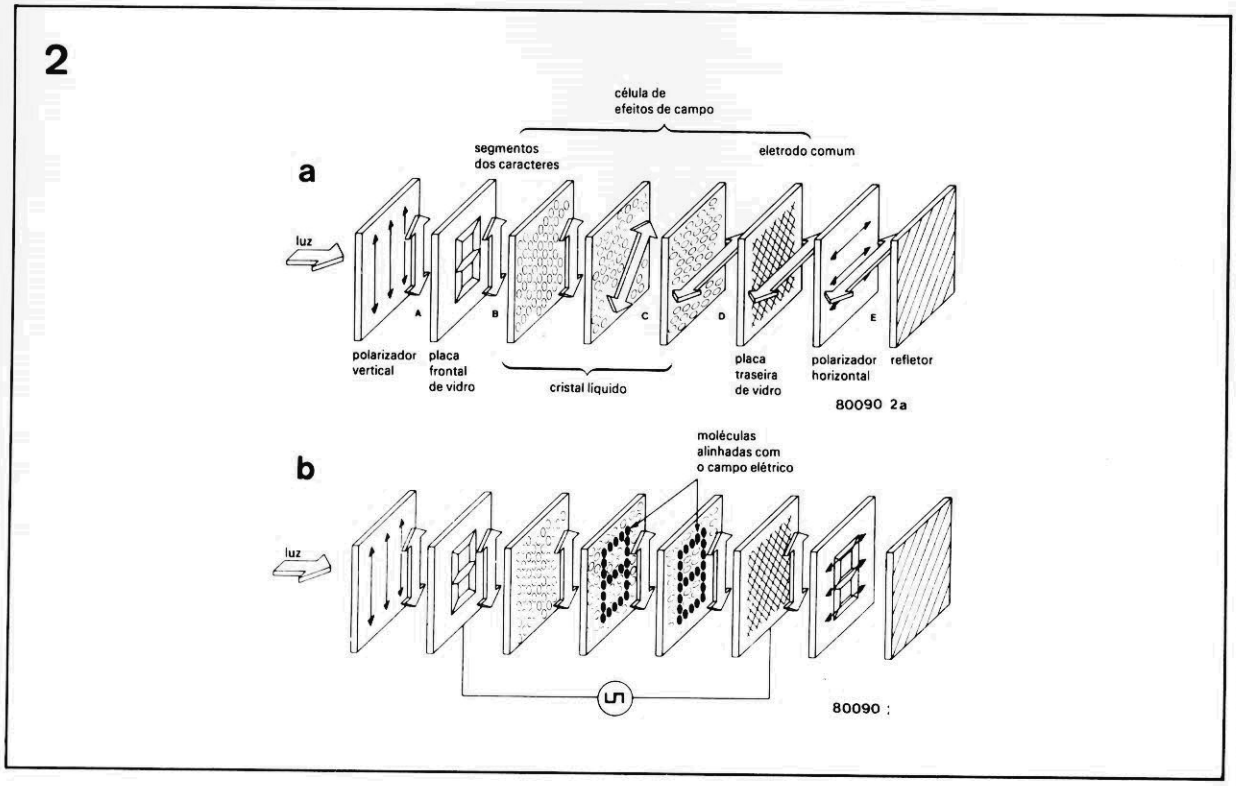


figura 2 — Condição dos vários elementos de um LCD refletor com o visor desativado (a) e energizado (b).

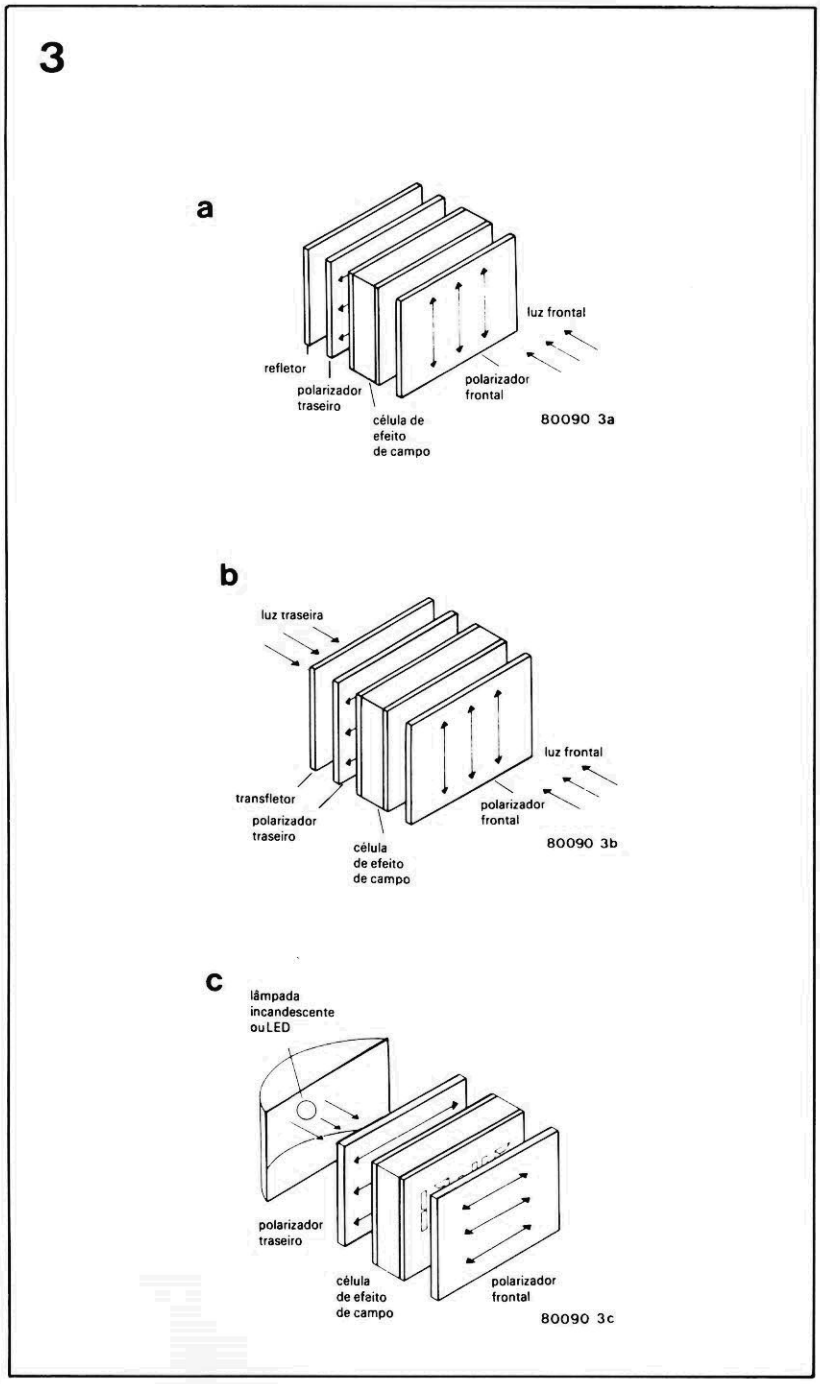


figura 3 — Tipos de LCD: refletor (a), transfletor (b) e transmissor (c).

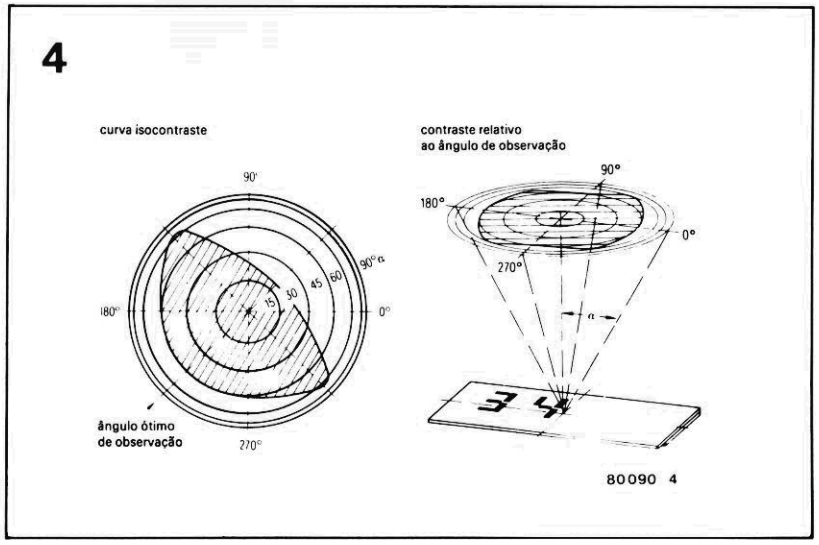


figura 4 — O contraste produzido por um visor de cristal líquido depende do ângulo de visão, conforme ilustra a curva isocontraste.

LCDs é primordial, pois representa o principal critério de legibilidade. O contraste envolve uma certa relação claro/escuro entre os segmentos e o fundo, considerando uma iluminação externa constante e o visor sempre observado pelo mesmo ângulo; essa relação varia entre 1:10 e 1:20. As relações operacionais também exercem influência sobre o contraste, principalmente sobre o ângulo de observação e o acionamento (estático ou multiplexado). O princípio do ângulo de visão, aliás, pode ser visto na figura 4; os visores de cristal líquido atingem um ângulo de 160°, com uma relação claro/escuro de 1:3.

Mas o contraste depende também da tensão de operação. Assim, para se obter o máximo contraste é preciso providenciar uma certa intensidade de campo entre os eletrodos dos segmentos e o do plano traseiro — o que depende, em última análise, de uma tensão determinada. Na figura 5 temos uma curva típica de tensão, demonstrando que com o aumento da mesma as moléculas do cristal vão se realinhando gradualmente. O contraste, em uma tensão específica, vai ser dependente então da porcentagem de moléculas que já mudaram de direção, sob a influência do campo.

Com o contraste no máximo, esse valor gira em torno de 100%. Elevando-se ainda mais a tensão, daí em diante o contraste permanecerá constante — o que pode representar uma desvantagem em aplicações que pedem a multiplexação dos dígitos do visor, pois impede que o contraste seja compensado por tensões momentâneas de maior nível (os visores de LEDs, ao contrário, permitem a compensação do brilho, na multiplexação, pelo aumento da corrente momentânea nos segmentos).

O nível da tensão de trabalho pode ser escolhido mais ou menos livremente, ainda na fase de projeto do visor. Por um lado, ele é determinado pelo material básico utilizado e, pelo outro, pela densidade da camada de cristal líquido. Quanto mais tênue essa camada, tanto maior será a intensidade do campo (no mesmo nível de tensão) e

tanto menor a tensão de trabalho exigida.

Os LCDs estão sendo atualmente projetados com tensões de alimentação que variam de 1,5 a 20 V. A curva da figura 5, porém, sofre influência da temperatura; quanto maior ela for, tanto mais baixa poderá ser a tensão de ótimo contraste. A curva torna-se, então, mais pronunciada. Caso a temperatura baixe, porém, vai ocorrer o oposto: a curva começa a se "achatar", novamente criando problemas em operação multiplexada.

Quanto aos termos de comutação dos LCDs, eles dependem tanto da tensão como da temperatura. A figura 6a nos mostra o lapso de tempo do contraste, quando o visor é ativado e desativado, respectivamente. Veja que eles exibem um longo retardo (t_d, de 100 ms) no acionamento, antes de qualquer mudança de contraste. Caso o contraste deva alcançar 90% do valor máximo, serão necessários outros 70 ms (t_r). Na desativação, o contraste começa a diminuir de imediato, mas leva cerca de 230 ms para desaparecer totalmente (t_f). Dependendo do tipo de material adotado, o tempo de acionamento pode se tornar acentuadamente menor, apenas com um ligeiro aumento do tempo de desativação, desde que a tensão alimentadora seja mais elevada.

A temperatura, como já dissemos, também é um fator importante; em termos gerais, os LCDs costumam ter comutações mais rápidas em ambientes (ou climas) mais quentes; veja a figura 6b.

Vida útil e faixa de temperaturas

Estes dois aspectos sempre estão intimamente relacionados em um visor de cristal líquido. Embora já se saiba muita coisa sobre a vida útil dos LCDs, o tema merece algumas considerações em nosso artigo.

O que é, na verdade, o que chamamos de "vida útil"? Tudo depende do tipo de visor utilizado (refletor, transmissor ou transfletor), assim como da queda de contraste (uma redução padronizada de 50%, por exemplo, deu origem aos resultados mais variados). Em outros casos, considera-se o número de horas de utilização até que ocorra uma taxa de defeitos de 50%. De qualquer modo, é certo que os LCDs são atualmente dispositivos bastante confiáveis, com uma expectativa de vida superior a 50 mil horas.

Nos primeiros estágios de desenvolvimento, os visores eram afetados por sua pouca resistência à luz ultravioleta, umidade e resíduos externos. Como na época as placas eram unidas por material adesivo, o cristal líquido não ficava hermeticamente selado, motivo pelo qual exibia uma vida útil de apenas 2 anos. Esse problema foi resolvido com a introdução de materiais laminados especiais para o vidro; revestindo-se então as placas com uma fina camada de quartzo, o cristal líquido passou a não ser mais afetado, ao mesmo tempo em que os eletrodos

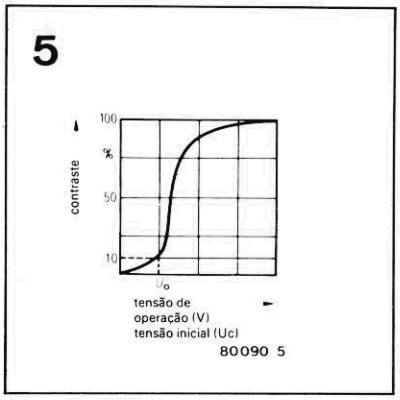


figura 5 — Intensidade de contraste em relação à tensão no segmento.

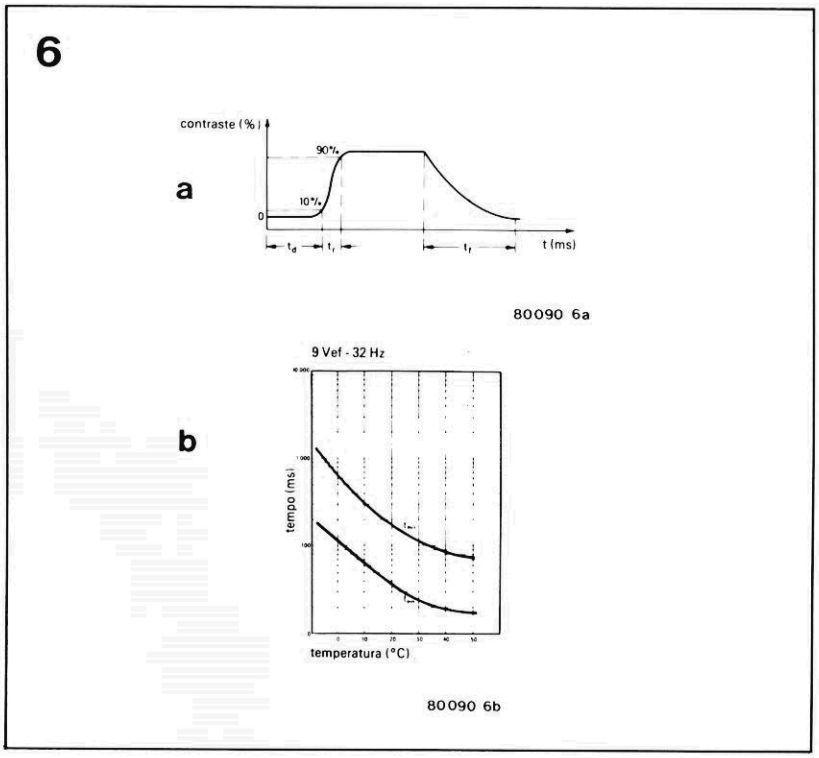


figura 6 — Curva típica de contraste de um LCD, quando este é ativado e desativado.

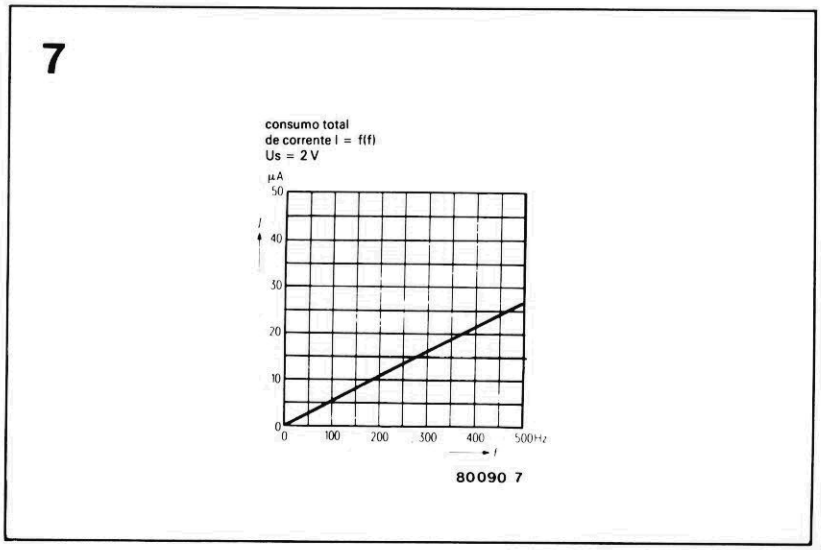


figura 7 — A elevação da corrente no visor é linearmente proporcional à frequência; os segmentos representam uma carga capacitiva.

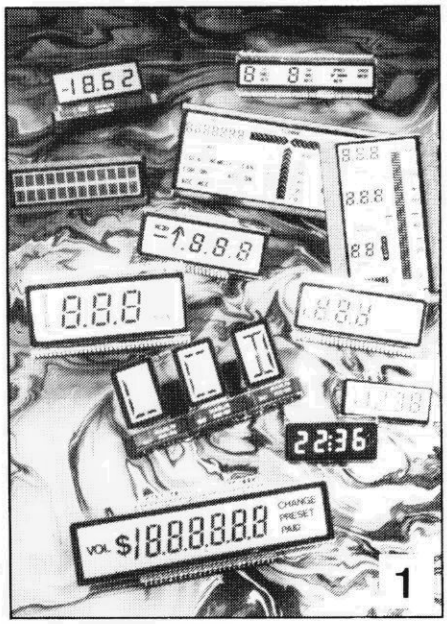


foto 1 — Os visores de cristal líquido podem ser encontrados numa grande variedade de formatos e tamanhos.

2

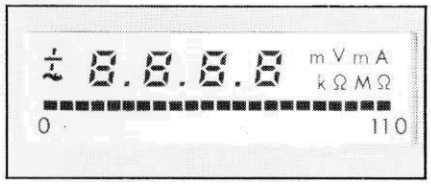


foto 2 — Os LCDs podem combinar, no mesmo mostrador, valores analógicos e digitais.

puderam ser isolados contra ele.

Substâncias mais estáveis têm sido desenvolvidas, com a finalidade de ampliar a faixa de temperaturas e melhorar os tempos de comutação. De fato, a estabilidade química dos cristais líquidos mais recentes veio permitir a adoção da antiga técnica do adesivo. Essa é uma conquista importante pela viabilidade dos visores de grandes áreas, tanto alfanuméricos como de imagens.

Os polarizadores levaram um pouco mais de tempo para serem aperfeiçoados. A polarização da luz é feita por meio de folhas de álcool polivinílico, que são esticadas ao máximo e depois saturadas com um composto iodatado. Essas folhas são finíssimas (cerca de 25 micra) e devem ser aplicadas a uma camada de suporte. Até alguns anos atrás, os polarizadores tinham uma tendência a manchar sob altas temperaturas e ambientes úmidos, resultando em perda de contraste. Com o tempo, esses problemas foram sendo resolvidos através de processos aperfeiçoados de adesão e solidificação, que protegem os polarizadores contra a umidade.

Temperaturas de operação e armazenagem

Como já mencionamos, o desempenho dos LCDs tende a decair com a redução da temperatura. Na prática, eles literalmente congelam em torno dos -10°C, já que o cristal líquido torna-se um sólido. No outro extremo do termômetro, o líquido torna-se mais e mais "fino", até perder sua estrutura cristalina.

Deve-se fazer uma distinção, porém, entre as faixas de temperaturas de operação e armazenagem. Assim, se um visor ultrapassar os limites de sua faixa de trabalho, ele se tornará apenas temporariamente inoperante; danos permanentes só ocorrerão se não forem respeitados os limites de temperatura de armazenagem.

Os materiais cristalinos atualmente em uso apresentam uma gama de temperaturas de operação entre -5/-15°C e

40/80°C; na armazenagem, o limite inferior situa-se em -20/-40°C e o superior, em 60/85°C — dependendo do cristal líquido utilizado.

Controle pela tensão

Os segmentos dos LCDs são ativados pela aplicação de uma corrente alternada, cuja frequência mínima deve ser de 30 Hz, a fim de evitar a tremulação dos caracteres no visor. Isto é essencial e independe de qualquer isolação existente entre os eletrodos e o cristal. Com uma corrente contínua, ao contrário, os efeitos seriam desatrosos nos dois casos: sem isolação, a tensão CC iria resultar em eletrólise, destruindo os eletrodos; com a isolação, os íons do cristal seriam deslocados, provocando a ruptura do campo elétrico e a desativação do visor.

Assim, caso a alimentação seja em corrente contínua, como no caso de aparelhos alimentados a pilhas ou baterias, é preciso providenciar um sinal CA através de um oscilador interno. Para evitar a tremulação

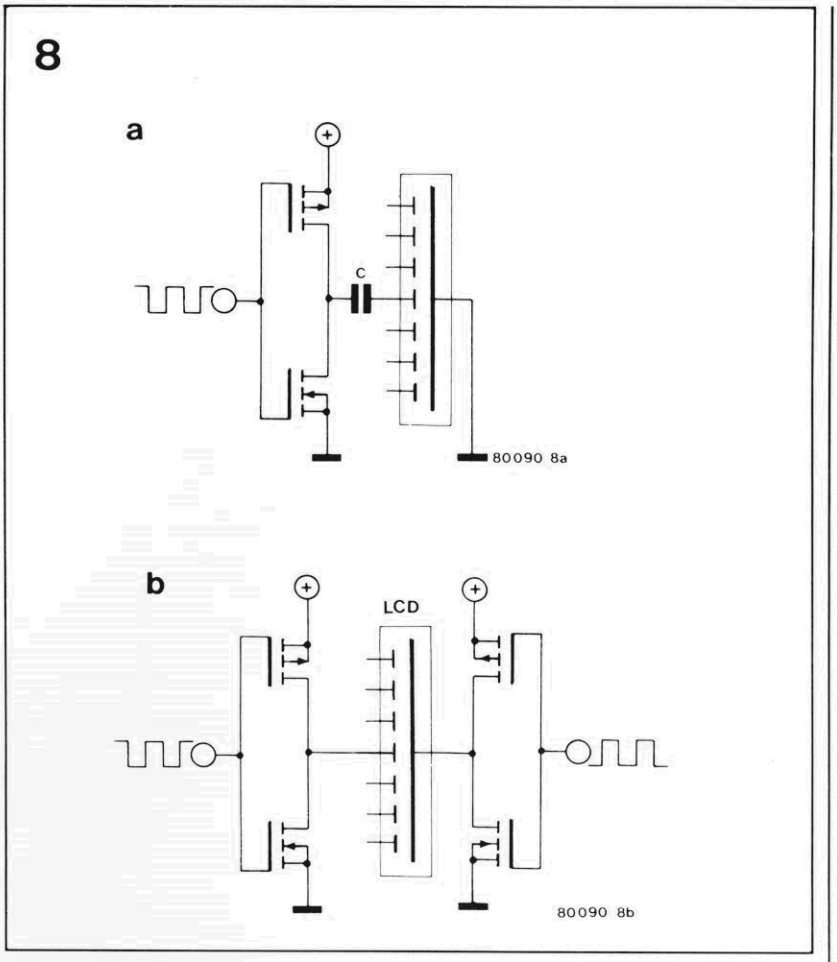
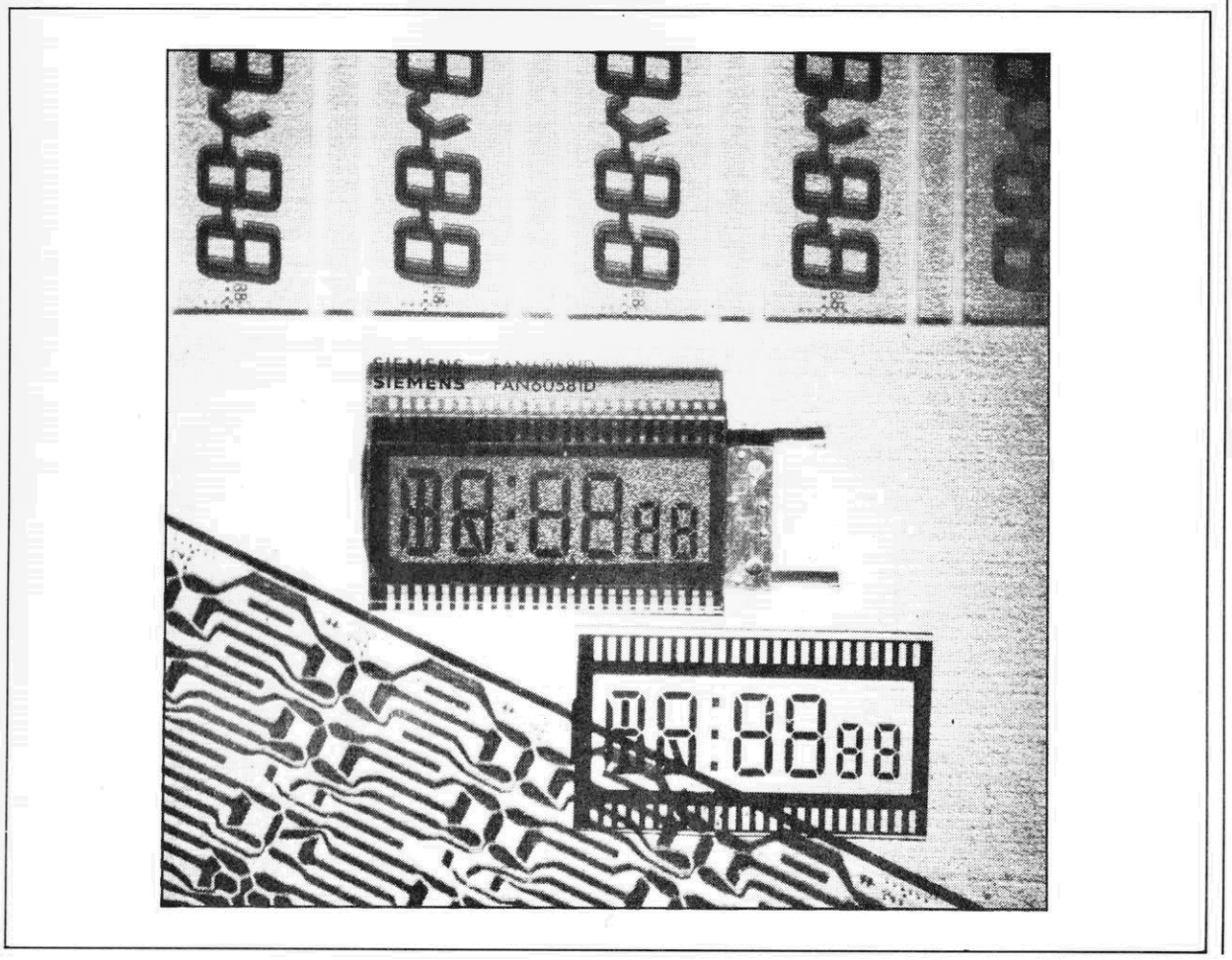


figura 8 — Circuitos de excitação direta: estágio complementar com transistores (a) e circuito em ponte (b).



dos caracteres, a frequência foi padronizada um pouco acima do limite prático inferior. Já o limite superior é dado pela resistência dos eletrodos e pela capacitância dos segmentos do visor.

O circuito elétrico equivalente de um desses segmentos pode ser representado como um capacitor (C) em paralelo com um resistor R de alto valor. A capacitância é definida principalmente pela área do segmento e, na prática, seu valor por dígito vai depender da altura do mesmo e do cristal adotado — ou seja, algo em torno de 150 pF (dígitos de 8 mm, cristal de alta qualidade) a 4 nF (para dígitos de 25 mm e cristal padrão).

A resistência é função, entre outras coisas, da superfície do segmento e da qualidade da isolação dos eletrodos. Nos mesmos exemplos dados para a capacitância, os valores correspondentes de resistência situam-se entre 1400 MΩ (8 mm) e 8 MΩ (25 mm).

Caso apenas corrente alternada esteja envolvida, a resistência do segmento pode ser desprezada e a drenagem de corrente vai se basear somente na capacitância e na frequência (figura 7). No caso de visores de pequena área, é possível atingir frequências de operação de até 1 kHz; nos de maiores dimensões, porém, não há razão em usar uma frequência superior a 100 Hz. Os fabricantes, em geral, recomendam um valor de trabalho de 32 Hz a 50 mV.

Princípio de operação

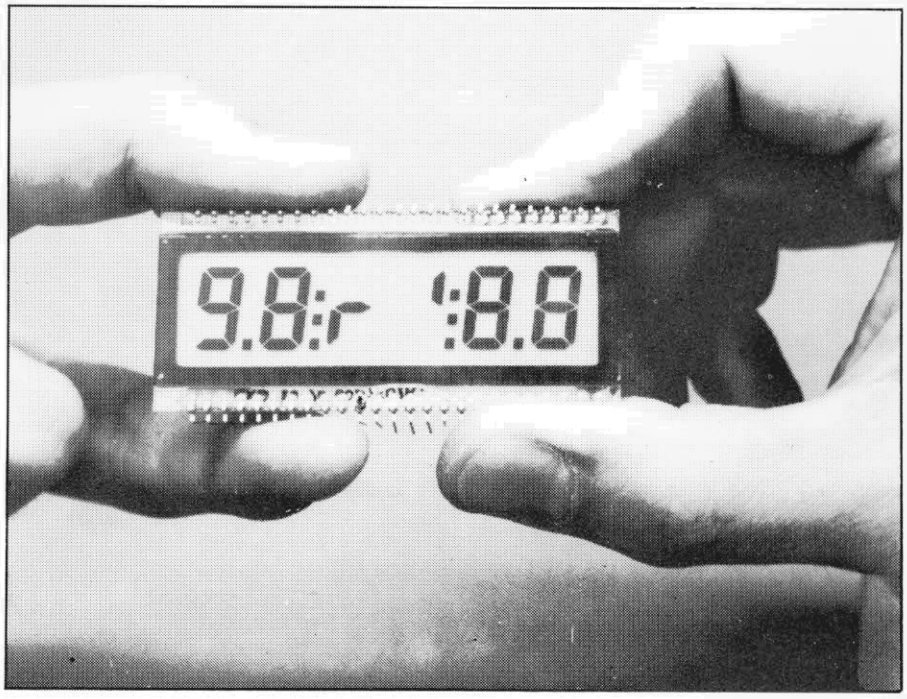
A próxima distinção a fazer está na diferença entre as operações estática e multiplexada (controle de segmetnos direto e comutado, respectivamente). Como o próprio nome sugere, a operação estática proporciona excitação separada a cada segmento, além de um eletrodo comum a todos eles (tal como o catodo ou anodo comum, nos visores de 7 segmentos com LEDs). Ao contrário da multiplexação, ela não tem como fatores críticos o contraste, a tolerância e a temperatura.

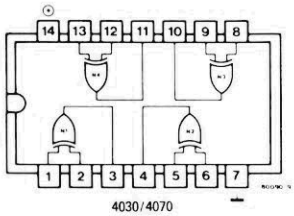
A figura 8a mostra um simples circuito de controle para um segmento, por meio de um estágio complementar com transistores MOS. Esses componentes, na verdade, fazem parte de um inversor CMOS integrado do tipo 4007 ou 4009. O inversor recebe uma onda quadrada de 30/50 Hz na entrada e comuta a saída entre $+U_b$ e 0 V. O valor de pico da corrente alternada aplicada ao segmento equivale à metade da tensão de operação.

Como os capacitores costumam ocupar muito espaço, quando comparados às portas lógicas, pode ser vantajoso implementar a mesma função sem qualquer componente discreto, como se vê na figura 8b. Nesse caso, após a inversão, a onda quadrada presente no eletrodo traseiro fica 180° defasada da que foi aplicada ao eletrodo do segmento; entre os dois eletrodos existe então uma corrente alternada com valor de pico equivalente à tensão U_b de alimentação.

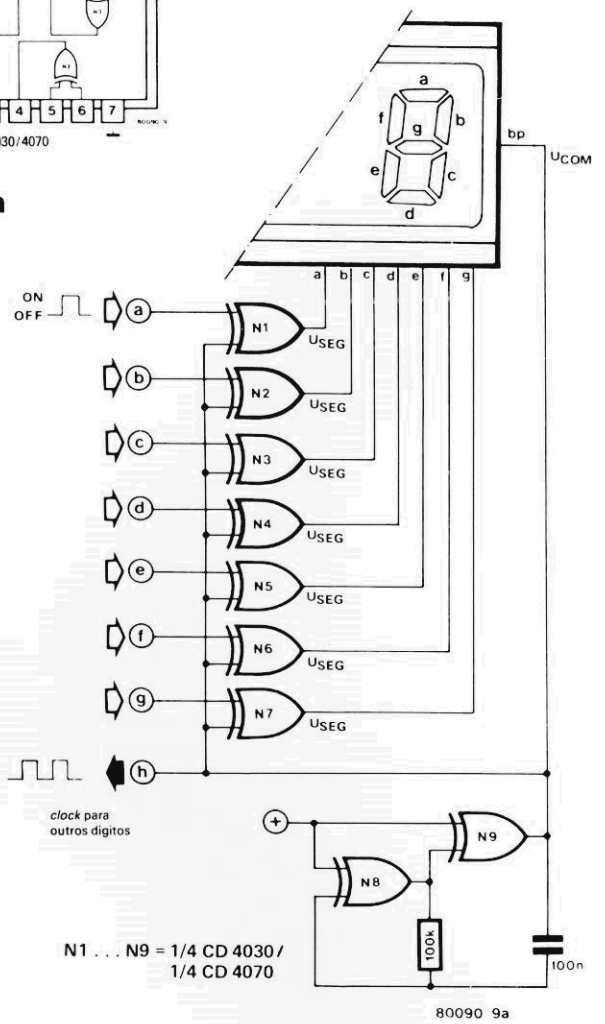
Mas esse princípio pode ser posto em prática de forma mais elegante com o auxílio de portas OU exclusivo do tipo CMOS (como as contidas no 4030 ou 4070, por exemplo), conforme ilustra a figura 9. Cada segmento exige uma porta e entre uma das entradas da mesma e o comum do visor é aplicada uma corrente alternada de baixa frequência; a outra entrada fica encarregada de controlar o segmento correspondente. Um nível lógico alto nessa entrada de controle faz com que a onda quadrada fique defasada em relação ao comum do visor; um nível baixo provoca a reação contrária, como se pode ver na figura 9b.

Caso os sinais estejam em fase quando o segmento for ativado, não haverá diferença de





a



b

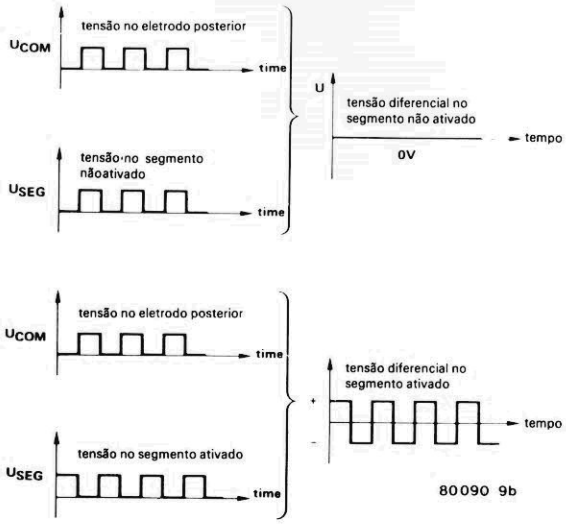


figura 9 — Circuito completo de excitação direta com portas OU-EX (a) e diagramas de pulsos presentes nos segmentos (b).

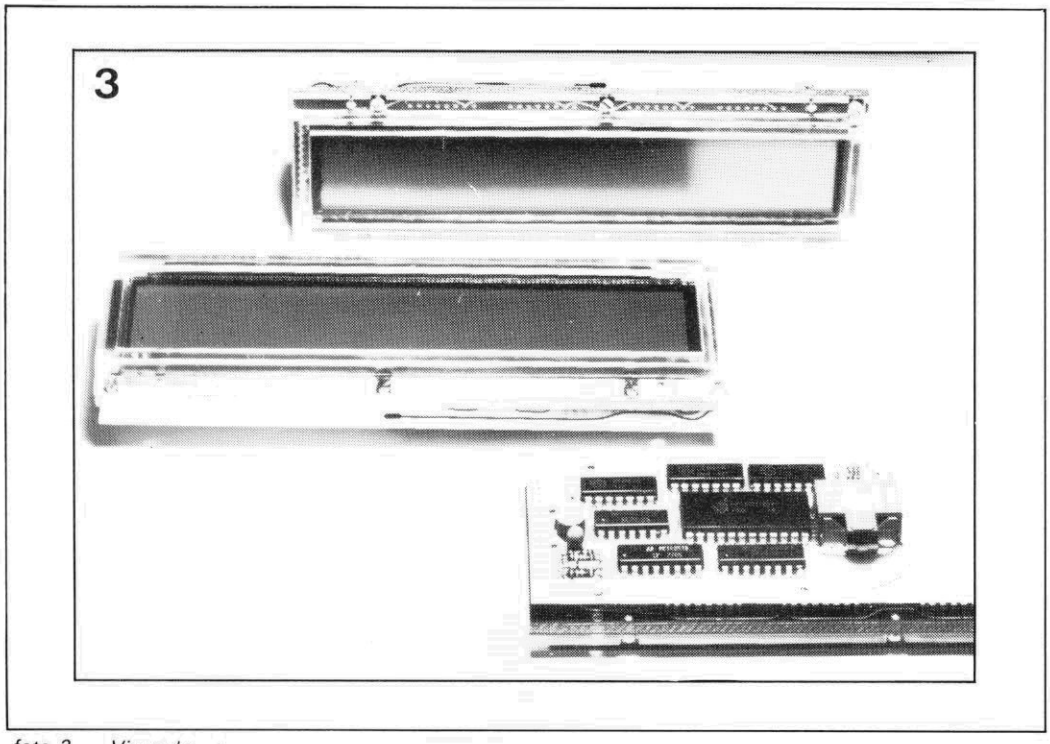


foto 3 — Visor de cristal líquido do tipo alfanumérico, com 48 dígitos, divididos em 2 linhas de 24 dígitos; cada dígito é formado por uma matriz de 5 por 7 pontos. Suas dimensões: 142 x 22 mm.

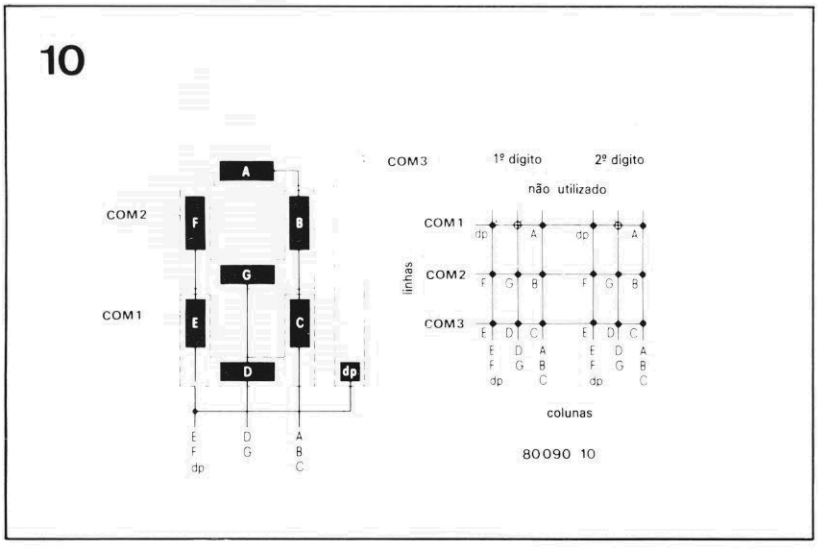
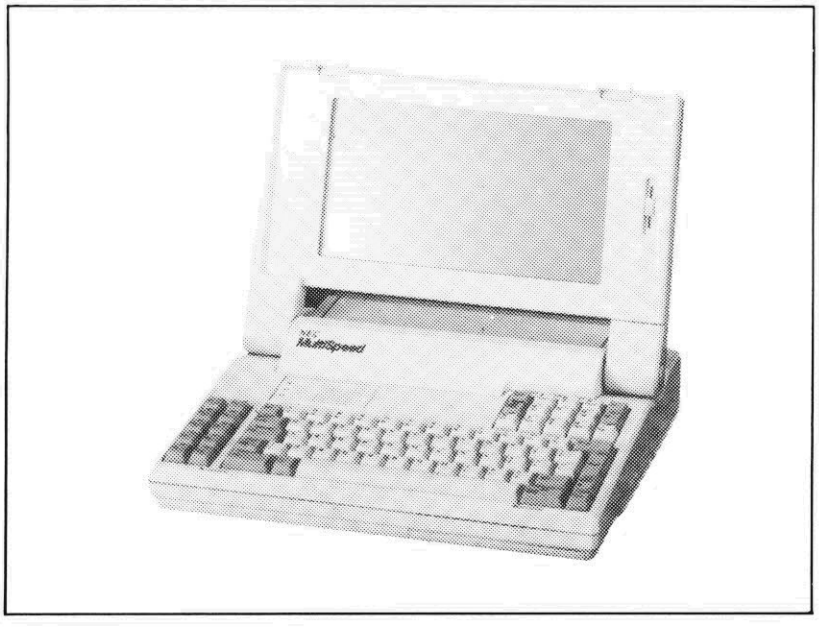


figura 10 — Esquema de segmentos e eletrodos traseiros em um LCD multiplex de 3 etapas.



tensão. Mas se estiverem defasados nessa hora, o sinal CA atinge o dobro da amplitude da onda quadrada (medido entre o eletrodo do segmento ativado e o ponto comum). Isto precisa ser levado em conta, obviamente, ao fixar a tensão de trabalho do visor. Os manuais dos fabricantes fornecem, normalmente, esse parâmetro como o valor eficaz do sinal CA — que por sua vez equivale ao valor de pico e também à tensão de operação das portas CMOS. Assim, um LCD especificado para trabalhar entre 4 e 6 V deve ser alimentado com 5 V.

Operação multiplexada

Os segmentos dos visores de cristal líquido também podem ser multiplexados, embora esse processo tenha que ser limitado a poucas etapas, pelos seguintes motivos:

— Redução do contraste

— A curva do contraste depende da temperatura

— Ao contrário dos LEDs, o contraste não pode ser compensado por uma sobreexcitação.

Se o sistema for controlado pelo sistema direto, todos esses problemas são evitados; em contrapartida, existe a desvantagem do grande número de conexões e circuitos excitadores. Assim, costuma-se adotar para os LCDs a multiplexação em 3 etapas, na qual até três segmentos ficam reunidos na mesma conexão.

Na figura 10 vemos um visor de 7 segmentos próprio para uma multiplexação em três etapas, com uma organização matricial para dois dígitos (note que o exemplo não inclui dois pontos da matriz que poderiam ser incluídos). Se os vários pontos forem explorados adequadamente, somente n/3 + 3 conexões serão necessárias para 18 segmentos; o sistema atua em três etapas cronológicas.

Antes de mais nada, todos os segmentos correspondentes ao eletrodo COM 1 são ativados, seguidos pelos do COM 2 e depois pelos do COM 3, após o que o ciclo reinicia. Para ativar os eletrodos traseiros (as "linhas" da matriz) e os grupos de segmentos (colunas da matriz),

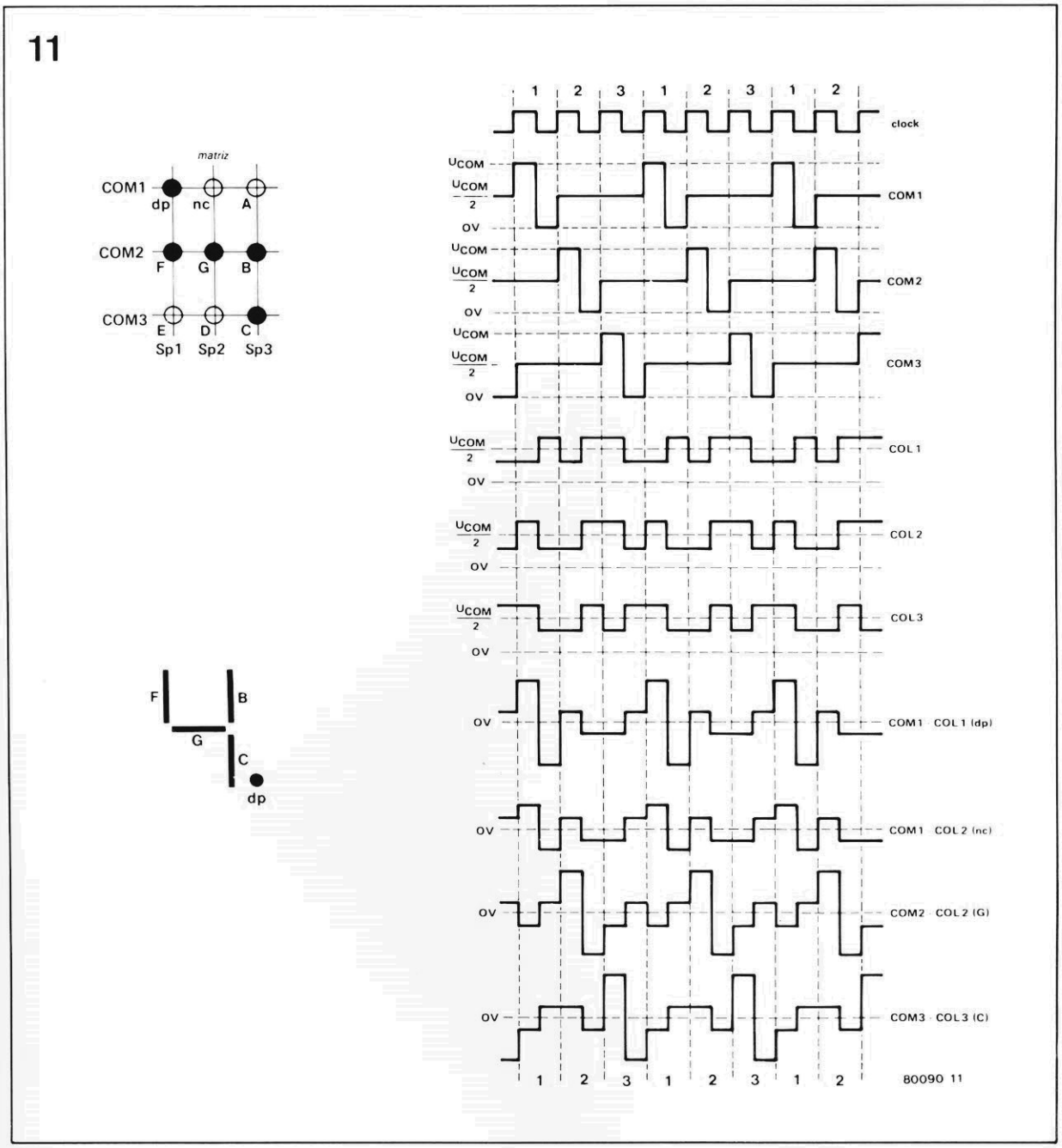


figura 11 — Controle de segmentos correspondente ao dígito 4 mais o ponto decimal, efetuado em um LCD de sete segmentos mediante multiplexação em três etapas.

são usadas ondas quadradas para fornecer o sinal CA ao segmento ativado. Além disso, os sinais de controle devem ser aplicados de forma que o CA esteja em fase para os segmentos ativados e defasado para os desativados.

Os sinais de linhas e colunas devem ter amplitudes diferentes. Em geral, a tensão mais alta é aplicada aos eletrodos traseiros e a menor, aos segmentos. Na figura 11 temos um exemplo prático com o dígito 4, que aparece no visor de 7 segmentos da figura 10; os segmentos ativados aparecem na matriz como círculos sombreados. A correspondente sequência de pulsos apresenta, de cima para baixo: *clock*, sinais COM, sinais de coluna e os sinais diferenciais U_{COM} - U_{COL}, que se tornam ativos nos segmentos dp (ponto decimal), nc, G e C.

Cada etapa de multiplexação corresponde a um período de *clock*. Os sinais das colunas são obtidos quando uma onda quadrada é acoplada a um sinal de *clock* e depois a uma tensão igual pelo resto do tempo (ou seja, os dois períodos de *clock* subsequentes), à linha COM em vista. O pulso no ponto COM determinado vai ativar as linhas desejadas. O fato de os segmentos da linha (pontos de matriz) estarem ativados ou não irá depender da condição de fase do sinal de coluna naquele momento.

No caso de um ponto desativado, o sinal da coluna encontra-se em fase e em caso contrário, defasado. No diagrama de pulsos, por exemplo, o sinal de coluna COL 1 está defasado em relação ao sinal comum COM 1 durante a primeira etapa de multiplexação (pulso em COM 1); o ponto decimal (dp), portanto, é ativado nesse período, como pode ser visto pelo sinal diferencial COM 1 — COL 1. A tensão aplicada nos dois eletrodos do segmento é somada aos sinais COM e COL.

O mesmo não acontece com o segmento desativado "nc", da primeira linha; neste caso, o sinal de coluna COL 2 está em fase com o sinal COM 1. O resultado, em "nc", é um sinal CA definitivamente menor que o presente no segmento dp, já que os sinais COM e COL são agora subtraídos e o valor CA permanece abaixo da corrente mínima de operação do LCD. O segmento em questão permanece, então, apagado.

Os sinais de colunas são gerados por meio de um registrador de deslocamento, que dispõe de uma porta OU EX em cada saída. A segunda entrada de todas essas portas recebe o *clock* para realizar o disparo direto. É assim que a informação (1 ou 0) na saída do registrador pode determinar o estado da onda quadrada na saída da porta OU EX (invertida ou não). Após as portas, vêm chaves analógicas CMOS, as quais comutam os valores de tensão sempre que o sinal de coluna é produzido.

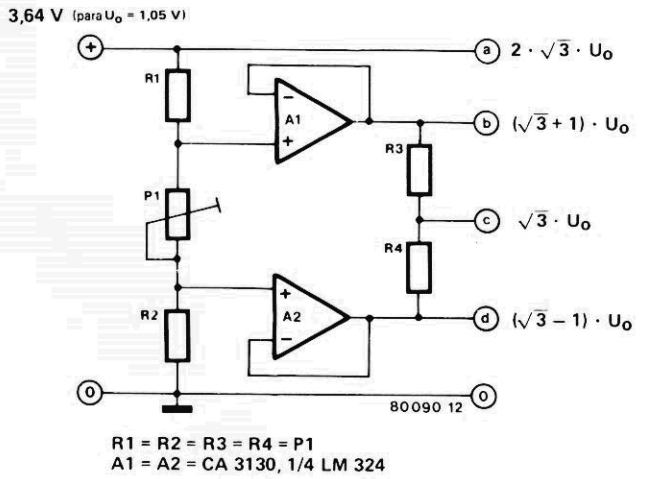
A razão ideal entre as tensões de linha e coluna é dada por $V_{id} = \sqrt{n}$, onde "n" é o número de etapas de multiplexação. No caso das 3 etapas, essa razão equivale a $\sqrt{3} = 1{,}73$. Na figura 12b podemos ver os valores necessários de tensão para que a multiplexação em três etapas seja viável, além da fase correspondente dos sinais COM e COL. A tensão U_0 é a de partida do visor (para um contraste de 10%), sendo normalmente indicada no manual do fabricante; em geral, 1,05 V é mais que suficiente.

Conclusão

Grandes quantidades de informação podem ser apresentadas através dos visores de múltiplos segmentos. Eles já estão disponíveis com 1120 pontos — ou seja, 32 caracteres alfanuméricos, num formato de 7 x 5, ou mesmo gráficos. O terminal de dados portátil e o chamado

12

a



b

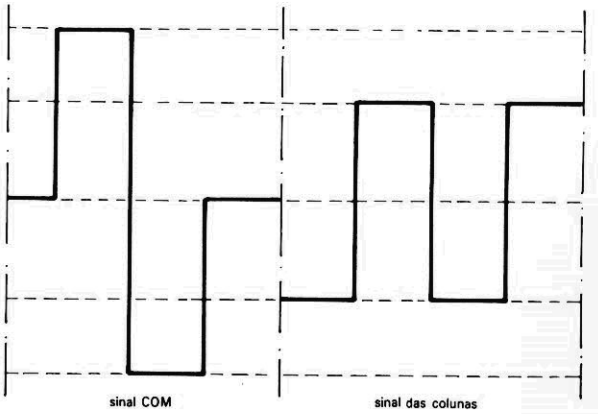
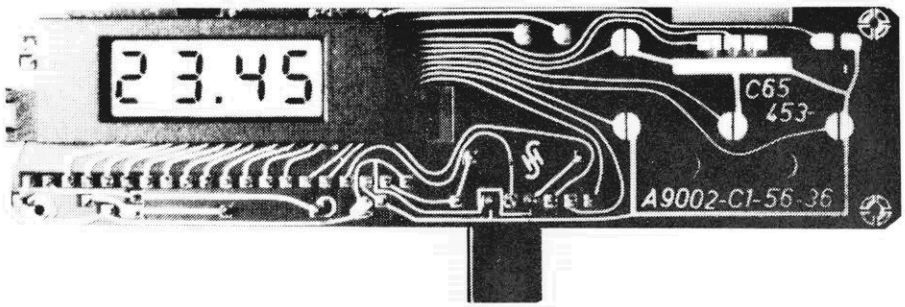


figura 12 — Tensões necessárias para a multiplexação em três etapas e os níveis de tensão correspondentes para os sinais de linha e coluna.



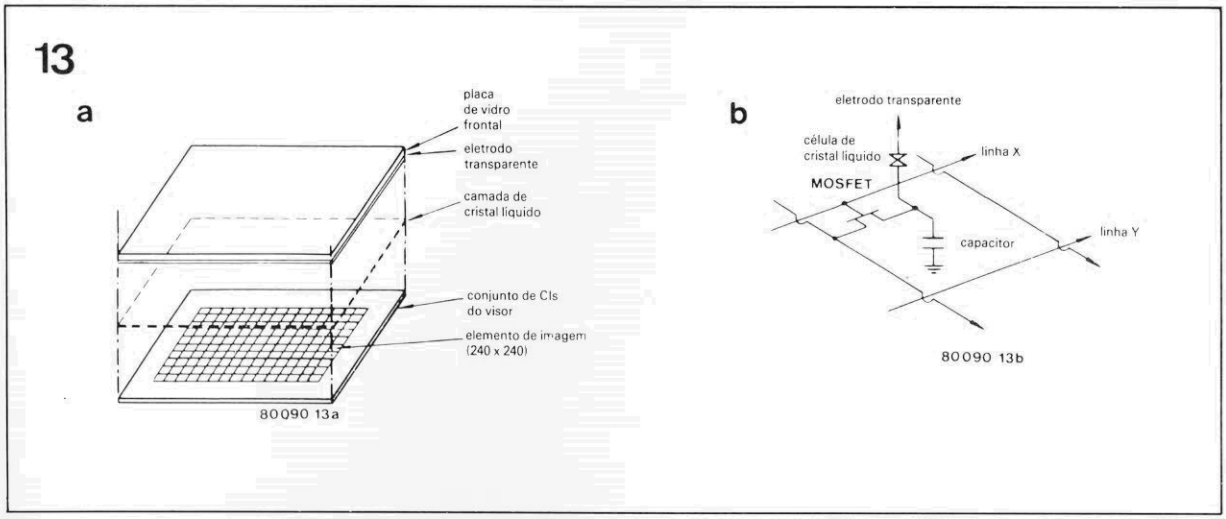


figura 13 — Construção básica de uma tela plana para TV em cristal líquido (a) e os componentes eletrônicos presentes em cada ponto da matriz LCD (b).

computador *laptop* com tela de cristal líquido já são uma realidade. Os complexos sistemas de controle por trás desses monitores podem ser bastante simplificados por meio de CIs excitadores.

Mas como o número de etapas multiplexadores nos LCDs é limitado, tecnologicamente falando, o visor teve que se tornar "ativo" para receber e exibir grandes quantidades de dados. Isto significa que cada intersecção dos fios de controle possui um componente ativo, tal como um FET. A parte traseira do visor consiste então em uma pastilha de grande área, onde é "gravada" a correspondente matriz de transistores.

Visores desse tipo já existem às dezenas, a maior parte deles lançados por empresas japonesas, aplicados principalmente em TVs de bolso, tanto P&B como em cores. Na figura 13 temos o esquema básico desses LCDs, contendo 110 mil transistores e capacitores na mesma pastilha. No caso, a tela possui 57600 elementos de imagem (240 por 240) e mede 44 x 56 mm; mas já estão sendo feitos testes com telas de 25 cm de diagonal, contendo mais de 260 mil elementos de imagem (como veremos em um dos artigos da seção Selektor do próximo número). O visor do exemplo exige apenas 1,5 W de potência, alimentada por duas pilhas de lítio, totalizando 4,6 V.

Bibliografia

— VALVO: *Liquid crystal display elements,* informação técnica para a indústria, março 78, nº 780329

— FAIRCHILD: *LCD 78,* brochura da empresa americana Fairchild

— Martin Bechteler: *Liquid crystal displays — high reliable components,* relatório de componentes SIEMENS nº 17 (1979), volume 3

— Paul Smith: *Multiplexing liquid crystal dysplays,* Electronics, 25 de maio de 1978

— D. Davis, W. Fischer, G. Force, K. Harrison e S. Lu: *Practical liquid crystal displays forms forty characters, Electronics, 3 de janeiro 1980.*

Créditos das ilustrações
foto 1: Hamlin
fotos 2 e 3: Siemens
figuras 1, 4, 6b, 7, 9b, 11, 12b: Siemens
figuras 2a, 2b: Fairchild
figura 6a: Valvo
figura 10: Datal Modul.
figura 13: National/Matsushita

Na primeira parte desta série vimos os principais parâmetros das redes filtrantes, além de suas várias estruturas básicas. Agora é a vez dos filtros "reais", seus diferentes tipos e curvas de resposta

A. B. Bradshaw

Filtros: teoria e prática

2ª parte

As redes fundamentais, a partir das quais pode-se construir outras mais complexas, são conhecidas como **filtros-protótipo.** A maioria dos filtros usados na prática é do tipo passa-altas, passa-baixas, passa-banda, ou rejeita-faixa — todos normalmente compostos por reatâncias de baixas perdas ligadas em T, π ou L, conforme ilustra a figura 1 (veja a primeira parte). Essas configurações, portanto, podem aparecer isoladas ou nas combinações mais variadas. Vamos abordar aqui o aspecto físico desses filtros básicos, assim como o seu comportamento; queremos apenas lembrar que em todas as fórmulas a letra "X" representa a reatância, isto é, a parte imaginária de uma impedância complexa, equivalente a $1/\omega C$, ωL ou uma combinação de ambas.

Filtros passa-baixas

Em um filtro T passa-baixas com terminação correta, vamos ter (veja a figura 12):

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1 Z_2 + Z_1^2/4} = \sqrt{jX_1\, jX_2 - X_1^2/4}$$

que também pode ser representada como

$$Z_{0T} = j\sqrt{X_1 (X_1/4 + X_2)} \quad [20]$$

Caso X1 e (X1/4 + X2) sejam de sinais opostos, Z_{0T} é resistiva e o filtro "absorve" potência: ele está operando em sua região passa-banda (figura 14). Mas se X1 e (X1/4 + X2) forem do mesmo sinal, Z_{0T} será reativa e o filtro vai "refletir" potência; a operação se dará então na região rejeita-faixa (figura 14).

Em um filtro π passa-baixas (figura 13), a relação entre Z_{0T} e $Z_{0\pi}$ é dada por:

$$Z_{0\pi} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_{0T}} = \frac{jX_1X_2}{j\sqrt{X_1(X_1/4+X_2)}}$$

$$= \frac{j^2 X_1 X_2}{Z_{0T}} = \frac{-X_1X_2}{Z_{0T}} \quad [21]$$

Como X1 e X2 têm sinais opostos, seu produto é uma constante, ou seja:

$$Z_{0\pi} = \frac{\text{CONSTANTE}}{Z_{0T}} \quad [22]$$

onde Z_{0T} varia como no exemplo anterior (veja novamente a figura 14). O valor de f_c pode ser determinado observando-se as curvas da figura 14, mas também pode ser avaliado a partir da equação (19):

$$\cosh\gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$$

Para a seção T, temos

$$\cosh\gamma = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2}$$

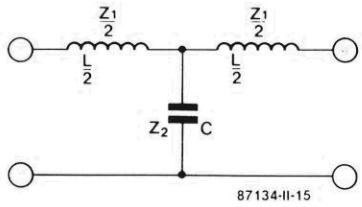
mas como $\gamma = \alpha + j\beta$,

$$\cosh(\alpha + j\beta) = \cosh\alpha \cosh j\beta + \operatorname{senh}\alpha \operatorname{senh} j\beta \quad [23]$$

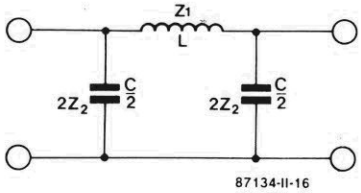
Como $\cosh j\beta = \cos\beta$
e $\operatorname{senh} j\beta = j\operatorname{sen}\beta$
a equação (23) pode ser representada da seguinte forma:

$$\cosh\alpha\cos\beta + j\operatorname{senh}\alpha\operatorname{sen}\beta = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \quad [24]$$

12



13



Como o termo da direita em (24) não contém a parcela imaginária, a expressão pode ser dividida em

$$\cosh\alpha\cos\beta = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \text{ (parte real)}$$

e

$$\text{sen}\alpha\,\text{sen}\beta = 0 \text{ (parte imaginaria)}$$

Considerando a parte real, a atenuação na faixa de passagem é nula, (α = O) e, portanto,

$$\cos\beta = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \qquad [25]$$

Inserindo os dois valores máximos de uma cossenóide, ou seja, ±1, nessa expressão, vamos ter

$$+1 = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2}$$

e

$$-1 = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2}$$

A partir daí, pode-se determinar as duas freqüências de corte:

$$f_1 = 0 \text{ Hz} \qquad [26a]$$

e

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \qquad [26b]$$

O ângulo de fase β pode ser determinado pela inserção do valor de f_c (26b) na expressão (25):

$$\cos\beta = 1 - 2(f/f_c)^2$$

de modo que

$$\beta = \cos^{-1}[1 - 2(f/f_c)^2] \text{ radianos} \qquad [27]$$

Essa expressão está representada graficamente na figura 15a.

Na faixa de rejeição $\beta = \pi$, de forma que COS β = -1. Inserindo isto em (24a), teremos

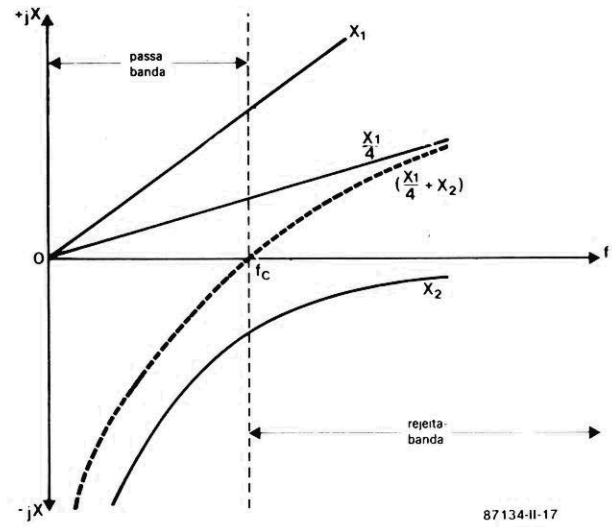
$$\cosh\alpha = \frac{\omega^2 LC}{2} - 1$$

de modo que

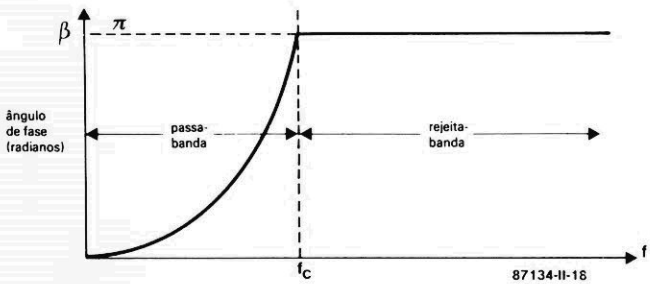
$$\alpha = \cosh^{-1}[2\,(f/f_c)^2 - 1] \text{ nepers} \qquad [28]$$

onde α é a atenuação na faixa

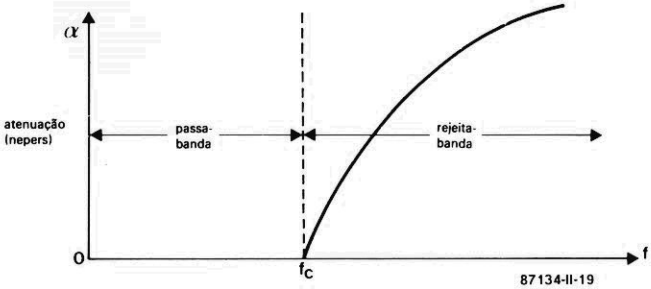
14



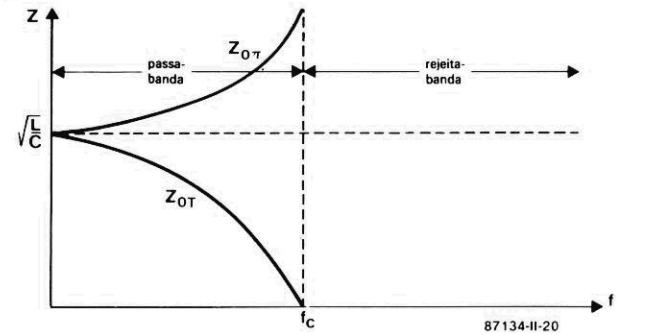
15A



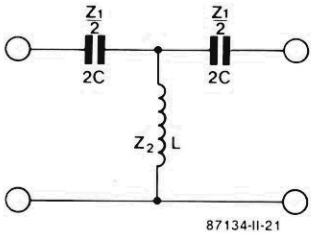
15B



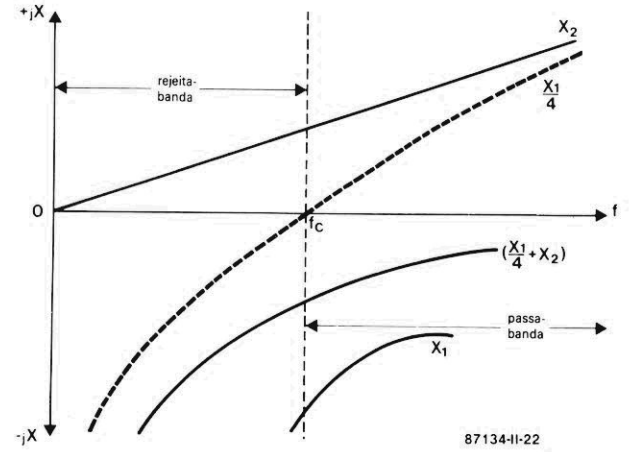
15C



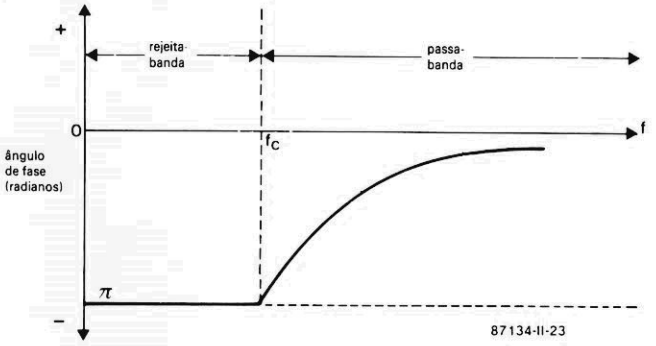
16



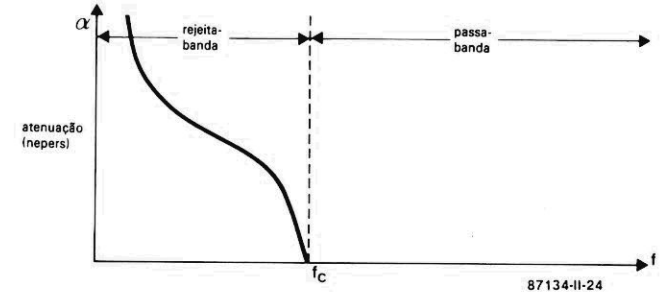
17



18A



18B



de rejeição. Essa expressão aparece em gráfico na figura 15b.

Em um filtro T passa-baixas, Z1 = jωL e Z2 = 1/jωC, fazendo com que Z1Z2 = L/C. Inserindo isto na equação (5), vamos ter

$$Z_{0T} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}} \qquad [29]$$

Quando f = O,

$$Z_{0T} = \sqrt{L/C}$$

E quando f = f_C,

$$Z_{0T} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{L}{C}} = 0$$

Assim sendo, ao longo da faixa de f = O a f = f_C, Z_{OT} varia entre $\sqrt{L/C}$ e zero.

Como a rede π está relacionada com a T, pode-se concluir que

$$Z_{0\pi} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_{0T}} = \frac{L/C}{\sqrt{L/C - \omega^2 L^2/4}} \qquad [30]$$

quando f = O,

$$Z_{0\pi} = \sqrt{L/C}$$

E quando f = f_C,

$$Z_{0\pi} = \frac{L/C}{\sqrt{L/C - L/C}} = \infty$$

As variações de Z_{OT} e $Z_{O\pi}$ estão ilustradas na figura 15c.

As equações básicas de projeto pode ser obtidas a partir do que foi exposto até aqui, mas vamos reuní-las adiante para maior conveniência; elas podem ser aplicadas tanto às seções T como às π.

$$Z_0 = R_0 = \sqrt{L/C}$$

$$f_c = 1/\sqrt{LC}$$

$$L = C R_0^2$$

$$C = 1/\pi R_0 f_c$$

Filtros passa-altas

À semelhança do que foi feito para os filtros passa-baixas, as reatâncias e impedâncias de um passa-altas aparecem na figura 16 e podem ser representadas por

$$X_1 = 1/\omega C \text{ or } Z_1 = 1/j\omega C$$

e

$$X_2 = \omega L \text{ or } Z_2 = j\omega L$$

de forma que

$$X_1/4 + X_2 = \omega L - 1/4\omega C$$

A representação gráfica dessas reatâncias aparece na figura 17.

Substituindo os valores de impedância dados na equação (19), vai dar

$$\cosh\gamma = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

Por uma consideração semelhante à anterior

$$\cosh\alpha\cos\beta = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

Na faixa de passagem α = O, fazendo com que cosh α = 1 e

$$\cos\beta = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \qquad [31]$$

Substituindo os limites de ±1 para cos β em (31), teremos

$$+1 = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

e

$$-1 = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

A partir desses valores é possível determinar as frequências de corte:

$$f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \qquad [32a]$$

e

$$f_1 = \infty \qquad [32b]$$

O ângulo de fase β pode ser dado por

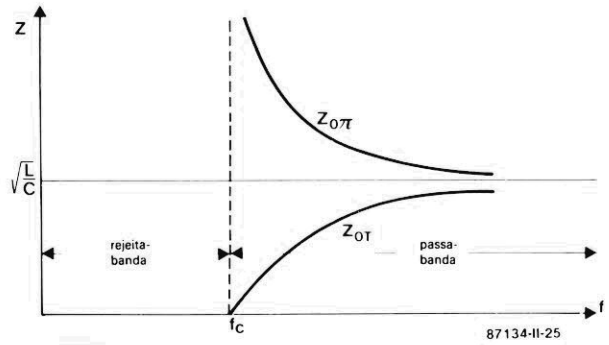
$$\beta = \cos^{-1}[1 - 2(f/f_c^2] \text{ radianos } [33]$$

A curva do ângulo de fase pode ser vista na figura 18a, onde se vê que $\beta = -\pi$ durante a faixa de rejeição e vai a zero na faixa de passagem.

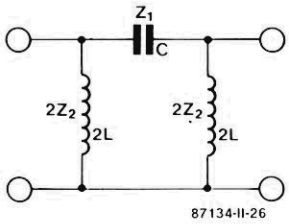
Da mesma forma,

$$\alpha = \cosh^{-1}[2(f_c/f)^2 - 1] \text{ nepers} \qquad [34]$$

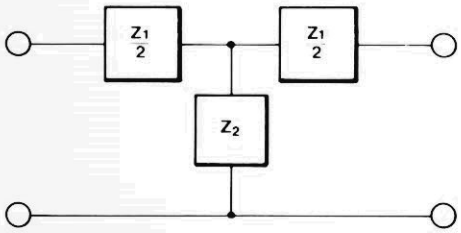
18c



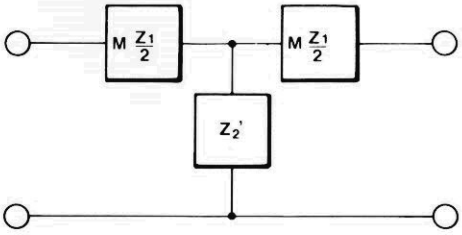
19



20A



20B



Sua curva de atenuação é dada na figura 18b.

A variação de impedância em um filtro T passa-altas é calculada através da equação (5): quando f = ∞,

$$Z_{0T} = \sqrt{L/C} \qquad [35a]$$

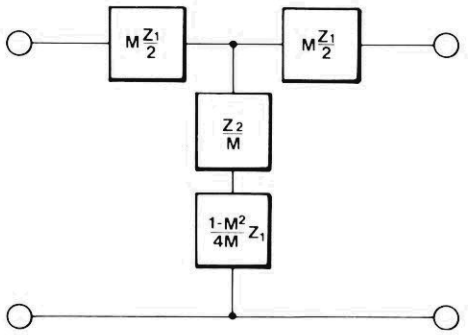
e quando f = f_c,

$$Z_{0T} = 0 \qquad [35b]$$

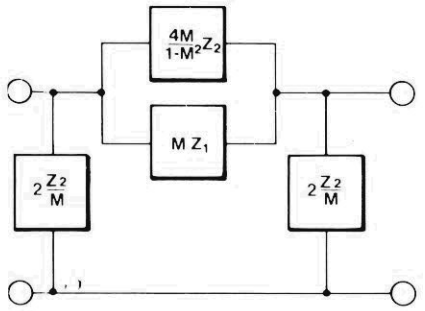
Sua curva de impedância está representada na figura 18c. Os valores dos componentes podem ser calculados com o auxílio das equações (32) e (35).

A equação (19) pode ser aplicada ao filtro π passa-altas que

21



22



aparece na figura 19; as curvas de ângulo de fase e atenuação desse tipo de filtro são equivalente às de um filtro T e são determinadas aplicando-se o mesmo procedimento já descrito.

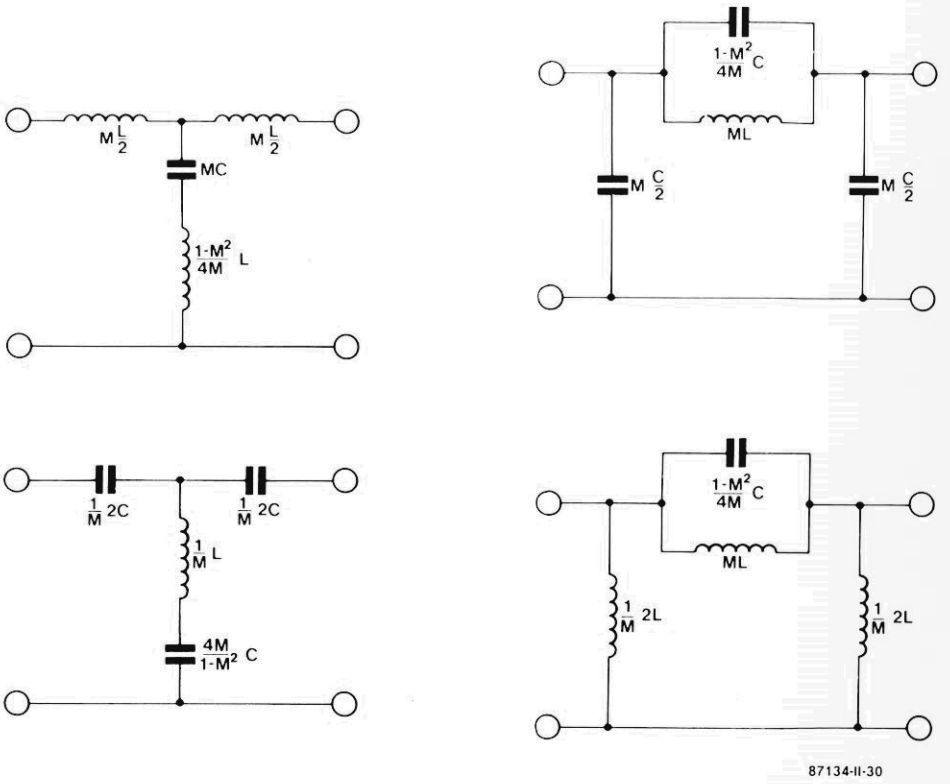
O filtros discutidos até agora são normalmente chamados de tipos "k constante", já que Z1Z2 = L/C, independente de ω. Embora as seções de k constante sejam úteis em casos simples de filtragem, elas exibem duas sérias desvantagens:

(a) Z_0 varia ao longo da faixa de passagem, o que pode ocasionar descasamentos;

(b) O termo α aumenta apenas lentamente fora da faixa de passagem.

Os parâmetros típicos de uma seção k constante, tipo passa-baixas, são: 10 dB a mais de atenuação em $1{,}2f_C$ e $Z_0 = 2{,}3R_0$ quando $f = 0{,}9f_C$. Precisamos, obviamente, de uma Z_0 constante na faixa de passagem e uma elevação bem mais rápida da atenuação fora dessa faixa. Esses requisitos são melhor atendidos nos chamados filtros M-derivados.

23



Os filtros M-derivados

Na figura 20 podemos observar duas seções T passa-baixas, das quais uma possui impedâncias em série (a), como já foi discutido, e outra cujas mesmas impedâncias foram modificadas por um fator M (b). Esse fator é uma constante indefinida (com valor numérico situado entre 0 e 1), de onde surgiu o nome "M-derivados".

No caso da seção k constante, então,

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1 Z_2 + Z_1^2/4} \qquad [5]$$

Ao passo que para a M-derivada temos

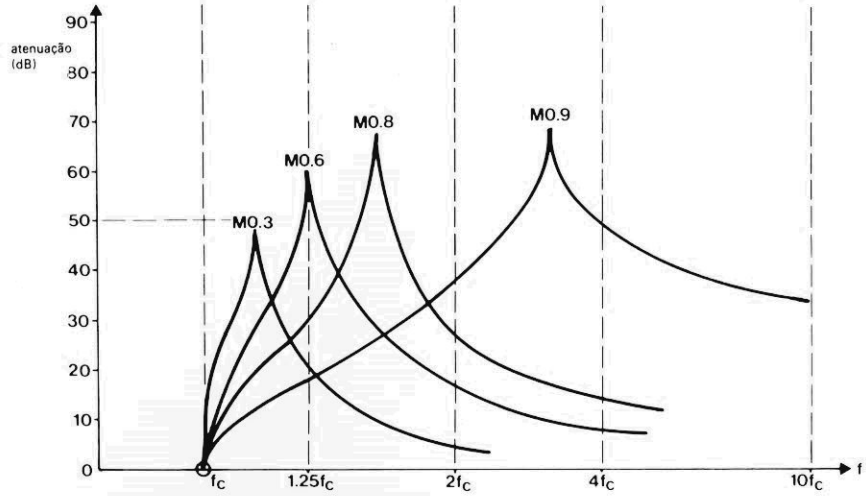
$$Z_{0TM} = \sqrt{M Z_1 Z_2 + M^2 Z_1^2/4} \qquad [36]$$

Tais impedâncias serão iguais se

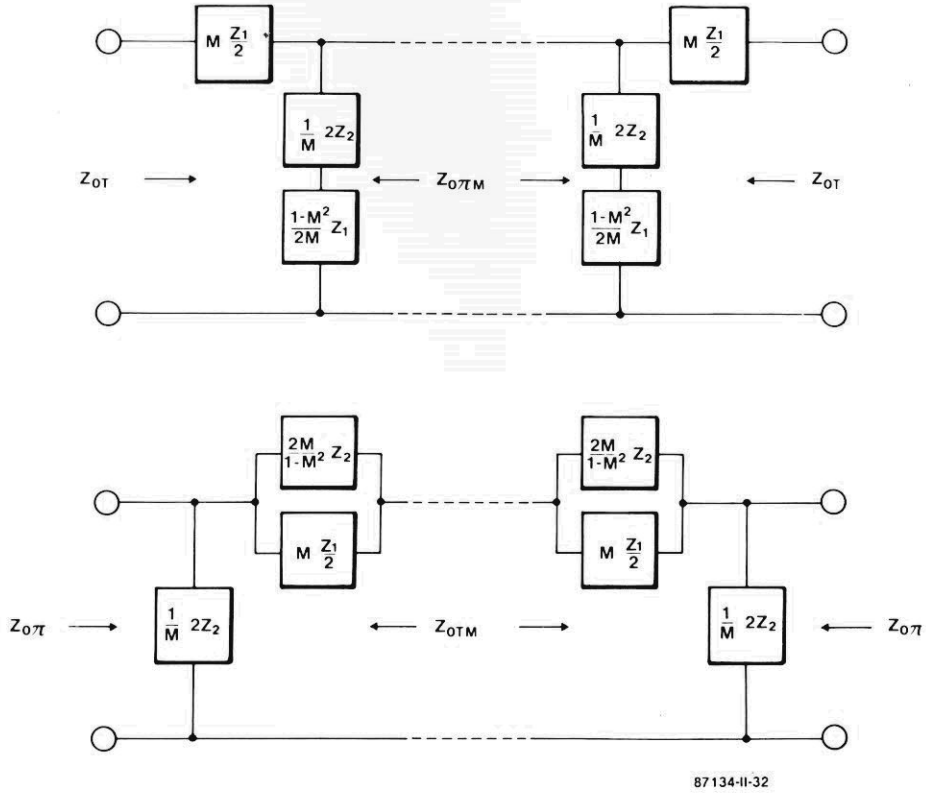
$$Z_2' = \frac{Z_2}{M} + Z_1 \frac{1 - M^2}{4M}$$

Com base nesse resultado, a figura 20b pode ser reestrutura-

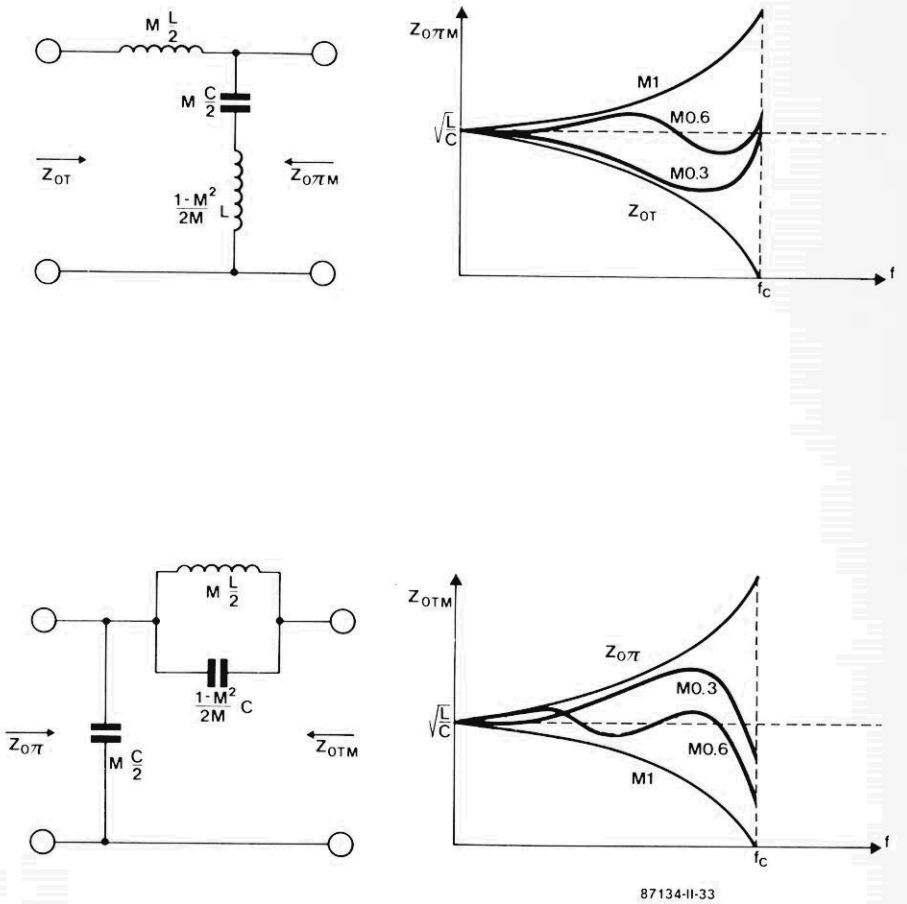
24



25



26



da, dando origem à rede da figura 21. Vê-se que o ramo central é composto por tipos opostos de impedâncias em série, ou seja, por um circuito sintonizado onde todos os valores dependem de M.

Pelo mesmo tipo de equivalência chega-se à seção π M-derivada da figura 22. Aqui, mais uma vez, o ramo central consiste em impedâncias opostas, formando um circuito sintonizado paralelo.

Assim sendo, as seções passa-baixas e passa-altas do tipo k constante das figuras 12, 13, 16 e 19 podem ser convertidas nas seções M-derivadas da figura 23.

É preciso levar em conta que nessas redes M-derivadas pode ocorrer ressonância séria ou paralela — um aspecto que possibilita melhorar bastante o desempenho das seções k constante. De qualquer modo, a boa característica de atenuação exibida por estas seções, bem fora da faixa de passagem, pode ainda ser de grande valia em filtros de combinação. As curvas atenuação x freqüência com valores de 0,3, 0,6, 0,8 e 0,9 para M podem ser vistas na figura 24.

Meias seções de terminação tipo M-derivadas

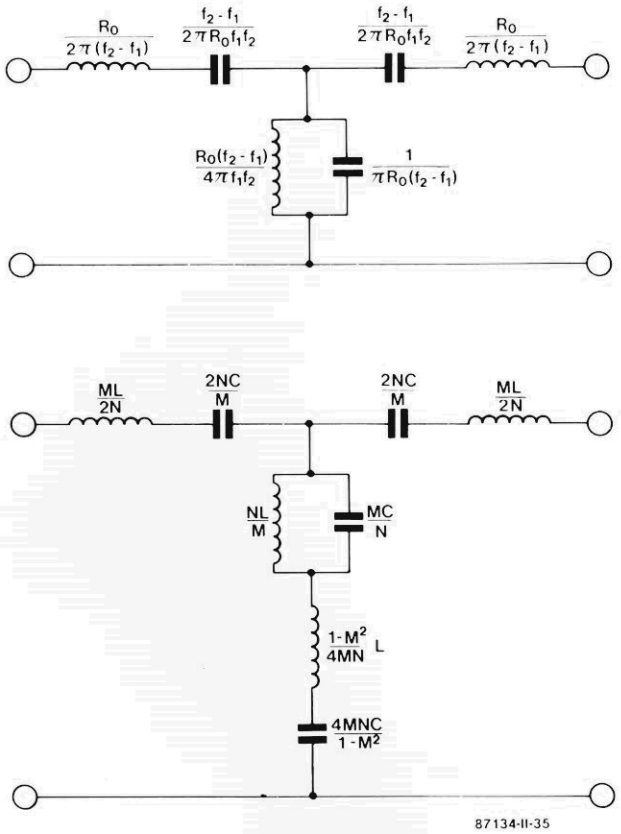
As seções T/2 e π/2 assimétricas da figura 8 aparecem convertidas em M-derivadas na figura 25. A utilidade dessas redes de terminação reside em que se M recebe um valor equivalente a 0,6, Z_O vai estar situada entre 0,9 e 1,1 de seu valor, ao longo da maior parte de sua faixa de passagem. Consequentemente, esse valor de M tornou-se padrão em seções de terminação. A variação de Z_O em função da freqüência está representada na figura 26 para as meias seções T e π.

Os filtros passa-baixas e passa-altas são projetados segundo uma dada especificação, combinando-se seções de terminação M-derivadas com seções M de pequeno valor, além de redes k constante ou M de grande valor no centro — de modo que a atenuação bem longe da frequência de corte possa ser de bom nível. Uma típica ligação em cascata pode ser vista na figura 27.

Tudo o que expusemos até aqui cobre os princípios básicos

27

28



da **teoria de redes por parâmetro-imagem**, que permite projetar filtros passa-banda tipo k constante ou M-derivados, embora os cálculos tendam a se tornar problemáticos. Tais filtros pode ser construídos pela ligação em cascata de seções passa-altas e passa-baixas, particularmente quando são necessárias grandes faixas de passagem; esse método, porém, apresenta dificuldades com projetos passa-banda "reais". De qualquer modo, sugerimos na figura 28 dois projetos de filtros passa-banda, tipo k constante e M-derivado, e a seguir fornecemos suas equações, embora sem demonstrações:

$$f_1 \cdot f_2 = f_0^2$$

$$f_2 - f_1 = 2Nf_0/\sqrt{(1-M^2)} = \frac{\text{Largura de faixa}}{\sqrt{(1-M^2)}}$$

Na moderna teoria de redes (as técnicas de síntese), existem tabelas que permitem projetar filtros passa-baixas, passa-altas e passa-banda desde a faixa de áudio até 500 MHz, com o único auxílio de uma calculadora portátil.

No próximo número concluiremos com a apresentação de projetos práticos baseados nas informações fornecidas.

A evolução dos discos compactos a laser

Almon H. Clegg
(Denon America)

Veja, pelo prisma de um especialista, quais foram os três maiores desdobramentos do disco digital de áudio e as grandes possibilidades oferecidas pela leitura e gravação por laser

Os discos compactos a laser demonstraram ser um fantástico sucesso, tanto de mercado como tecnológico. A rápida proliferação dos novos toca-discos e do número de títulos ultrapassou a de qualquer outro produto em seus primórdios, excedendo até mesmo o gravador de videocassete, se compararmos períodos semelhantes. Esses toca-discos já se consolidaram nas mais variadas versões, inclusive nas portáteis, com modelos a tiracolo — com preços variando de uma centena a alguns milhares de dólares. Diversos fabricantes já oferecem modelos específicos para instalação em veículos, enquanto outros desenvolveram dispositivos de troca automática capazes de armazenar até 50 discos de uma vez.

Na parte de "software", a introdução de novos títulos não ficou para trás; não há nem mesmo sentido em quantificar esse volume de produção, devido à enorme gama de gêneros musicais envolvida e à rapidez com que essa expansão está ocorrendo. Para se ter uma idéia, há cerca de 18 meses existiam apenas sete fábricas de CDs em todo o mundo; hoje, esse número já deve ter subido para vinte (com promessas de uma fábrica também no Brasil). Como resultado desse grande investimento em instalações e equipamentos, é correto esperar por fornecimentos sempre maiores de discos e quedas substanciais no seu preço de varejo. Como conseqüência do menor custo dos discos, irá certamente ocorrer um estímulo da demanda por toca-discos a laser. Não demora muito e os CDs irão competir, em preço, com os LPs e os cassetes — pelo menos nos países do 1º mundo.

Sempre que um produto alcança tamanho sucesso, é inevitável a capitalização de idéias e previsões por cientistas, técnicos, futurólogos, mídias e sonhadores. Em termos concretos, sabe-se que o disco compacto pode conter até 74 minutos de música (através de métodos especiais de prensagem). Com as especificações de taxa de amostragem e nível de quantificação dos CDs, podemos calcular o número de bits necessário em cada disco: 44,1 kHz x 16 bits x 2 canais x 74 minutos x 60 segundos/minuto = 6.265.728.000 bits. Considerando que 8 bits perfazem um byte, conclui-se que a capacidade de armazenagem de um disco a laser pode atingir 783 megabytes. Essa espantosa capacidade de retenção de informações foi o principal fator a despertar paixões em técnicos e leigos e também a permitir que o uso dos CDs fosse extrapolado para outras áreas, além da música pura e simples.

Os discos a laser — que podem ser considerados o "software" do sistema — são encontrados em tamanhos que variam de 8 a 30 cm.

O CD-ROM

Pode ser considerado a mais conhecida variante do disco compacto, resultado de um desenvolvimento da Philips dirigido às aplicações que pedem estocagem de

grandes quantidades de dados. As especificações do CD-ROM previram que a parte da área do disco fosse utilizada em correção de erros, gerenciamento de arquivos e outros requisitos gerais. Como resultado, até 560 Mbytes de dados do usuário podem ser concentrados em um disco ótico de apenas 12 cm. Isto representa simplesmente mil vezes mais capacidade que a de um disquete convencional (500 kB).

Várias empresas, como Denon, Hitachi, Panasonic, Philips e Sony, já introduziram unidades acionadoras de CD-ROMs no mercado voltadas para os usuários mais variados. Esses "drives" costumam vir equipados com uma interface digital, a fim de permitir a conexão direta com o microcomputador. Tal interface é semelhante ao conversor D/A dos toca-discos a laser, no sentido de que os dados digitais são devidamente "tratados" para serem guardados nos disco.

No caso do CD-ROM, as interfaces mais populares são a IBM PC e a SCSI (*Small Computer System Interface*), sendo esta última um padrão que está se tornando muito popular na utilização com micro e minicomputadores. As unidades de acionamento estão cotadas de 500 a 1500 dólares, dependendo do tipo de interface e da quantidade adquirida. Os custos de prensagem variam entre 2 e 5 dólares, mas o preço final depende principalmente de seu conteúdo.

Entre as aplicações da ROM em disco que já se concretizaram podemos citar uma enciclopédia (Grolier), a listagem de referência da biblioteca do congresso americano, bases de dados de vários tipos e "softecas". Os CD-ROMs não costumam incluir áudio, embora alguns incluam um sinal de voz ou similar para comunicações; eles estão sendo prensados a partir de fitas matrizes por diversas companhias em todo o mundo.

O CD-I

Mais ou menos na época em que o CD-ROM estava sendo plenamente "digerido" pelo mercado, foi lançado o disco compacto interativo ou CD-I, mais precisamente na conferência sobre ROMs em disco patrocinada pela Microsoft, em março de 1986. Seus idealizadores, Stanley Cornyn e Al McPherson, foram movidos pelo interesse de romper a barreira dos CDs "passivos", incluindo neles imagens fixas de vídeo, áudio e dados, tudo combinado em uma configuração interativa com o usuário.

O conceito comercial por trás dos CD-Is (inicialmente, pelo menos) era desenvolver programas interativos para o mercado consumidor, por meio de discos vendidos entre 15 e 60 dólares, conforme a complexidade e o valor do conteúdo. Alguns programas típicos em desenvolvimento: guias turísticos, almanaques musicais, histórias de mistério, jogos e projetos didático-informativos. O principal problema em se lançar esse produto não reside especificamente na configuração da tecnologia básica, e sim no estabelecimento de padrões para o formato CD-I — o que permitiria dar as características finais aos toca-discos dessa linha.

Essa modalidade de disco compacto foi concebida de uma forma bastante criativa, empregando vários sistemas de quantificação de áudio que permitem adotar diversos níveis de qualidade e, portanto, de utilização dos dados. Como os requisitos de áudio e música ficaram em segundo plano, foi possível destinar maiores áreas de dados a

TABELA 1 — Comparação entre os vários formatos dos CDs

	CD(áudio)	*CD-ROM*	*CD-I*	*CD-V*	*DVI*	*VIDEODISCO A LASER (LV)*
tamanho	12 cm	12 cm	12 cm	12 cm	12 cm	8"/12"
tempo de programa	72 minutos	72 minutos	até 16 h (áudio mono)	5-8 min. vídeo	60 minutos	30 min/lado MR min./lado
nº de canais	áudio estéreo	dados	8 canais p/áudio	vídeo analógico/digital	vídeo/ áudio digital	áudio estéreo/ digital e analógico
quantificação do áudio	16 bits, linear	16 bits, linear	16 bits linear p/ ADM 8 bits	16 bits, linear	8 bits, não linear	analógico e 16 bits linear
aplicação básica	música	dados	interativo; vídeo, áudio e dados	vídeo	interativo; vídeo, filmes	filmes
mercados prováveis	entretenimento	base de dados para micros	negócios, educação e entretenimento	entretenimento	negócios, educação e entretenimento	filmes p/ entretenimento
custo esperado do software	12 — 20 dólares	50 — 100	15 — 40	8 — 20	20 — 80	40 — 80
custo estimado do hardware	100 — 500 dólares	500 — 1500	800 — 1000	400 — 1200	1000 — 1500	400 — 1200

gráficos e imagens (que exigem enormes quantidades de dados). Na prática, as modalidades de áudio podem ser selecionadas para fornecer desde a qualidade dos CDs convencionais (altíssima fidelidade) até a chamada "fala sintética" (exclusiva para voz de nível apenas razoável).

Assim, por exemplo, o nível "CD" possibilita 74 minutos de audição da melhor qualidade, ao passo que 16 horas podem ser obtidas na versão mono, desde que nos contentemos com qualidade suficiente para a reprodução da voz; já no estéreo de média fidelidade pode-se dispor de 288 minutos de gravação. Mas se imagens e dados fazem parte do conteúdo do disco, o tempo reservado ao áudio deve ser restringido, a fim de abrir espaço para os outros dois tipos de informação. No caso de um disco interativo educacional, digamos, é possível incluir 350 quadros de vídeo, dados digitais na quantidade necessária para o programa didático em questão e cerca de 90 minutos de áudio em grau de fala. As especificações podem até mesmo prever a elevação da qualidade do áudio em certos momentos, sem que o usuário tenha algum trabalho.

Devido à sua característica interativa, o CD-I requer sistemas operacionais de computador. O sistema até agora proposto (OS-9) está sendo desenvolvido por uma pequena *software-house* denominada Microware. Ele deverá ser compatível com as versões mais recentes da linha MSX — cujos equipamentos e *software* são muito populares na Europa e no Japão, mas não nos EUA. Como resultado do interesse das empresas americanas, que preferem a compatibilidade com o MS-DOS, está havendo pressão da Philips em favor de uma alteração nos planos iniciais. Segundo consta, a empresa holandesa estaria sendo influenciada pela Microsoft, proprietária do MS-DOS e parceira dos gigantes da informática, em quase todo o mundo.

Se existe algum obstáculo ao pleno desenvolvimento dos CD-Is, ele se resume aos complexos processos que envolvem a preparação das fitas matrizes. Várias companhias estão trabalhando ativamente nesse problema, mas deverá levar mais algum tempo até que tenhamos sistemas perfeitamente maduros à disposição.

O CD-V

Assim como o CD-I tende a se tornar um padrão com boa aceitação, com usuários e empresas já investindo tempo e esforços, a demanda pelo vídeo real, com movimento (em oposição aos quadros fixos do CD-I), tornou-se irresistível. Do ponto de vista tecnológico, inserir imagens de vídeo em um CD é tarefa simples — a técnica pode ser idêntica à utilizada no videodisco a laser, dominada há mais de 8 anos. O fato é que manter a qualidade sonora dos CDs e, ao mesmo tempo, seu diâmetro de apenas 12 cm, implica em reservar não mais que 5 minutos de vídeo em cada disco.

De qualquer modo, sentindo que havia uma fatia de mercado que não podia ser desperdiçada, em fevereiro do ano passado a Philips convenceu a Sony, sua parceira no episódio dos CDs, a anunciar simultaneamente o lançamento do CD-vídeo ou CD-V. Ao tomar conhecimento do projeto pela primeira vez, a empresa japonesa o tachou de mal concebido e de não ter um padrão definido (com relação ao fato dos sistemas NTSC, PAL e SECAM serem incompatíveis entre si). As objeções foram retiradas, porém, depois de a Philips ter argumentado sobre o grande apelo que o projeto poderia exercer sobre os fabricantes e consumidores.

A Philips e a Polygram (empresa do mesmo grupo que produz discos) haviam previsto um catálogo de 600 a 700 títulos até o final de 1987, com 100 novos títulos acrescentados a cada mês. A Polygram alega poder confeccionar cerca de 150 matrizes mensalmente, com um preço final de apenas 5,5 dólares. Os objetivos desse novo produto são óbvios: *vídeo-clips*, musicais, filmes de curta metragem, entre outros.

O próximo passo da Philips, sob a alegação de unificar toda a família dos discos a laser (incluindo aí o videodisco de 12 polegadas), é rebatizar todos eles como CD-V. E para tornar essa família ainda mais atraente para o consumidor, ela e sua filial americana Magnavox passaram a demonstrar equipamentos modificados, capazes de aceitar tanto o CD-V de 12 cm como o CD-VLP (12") e o CD-VEI (8"). Essa unidade múltipla recebeu o nome de "Combi", ao passo que outra unidade capaz de tocar apenas os discos de 12 cm e os CD-Vs ficou conhecida por "clip". No aspecto, pode-se diferenciar os CDs de música dos CD-Vs devido a uma camada refletora dourada que recobre a versão de vídeo.

Os sinais de vídeo gravados sobre o CD-V são analógicos, a exemplo do que ocorre com os videodiscos e as fitas VHS, mas a trilha sonora é digital. Assim sendo, os processos de produção de matrizes são convencionais, não apresentando problemas técnicos significativos no *software*. De fato, já existem enormes videotecas de entretenimento à disposição, a partir das quais pode-se confeccionar os CD-Vs; a única questão que permanece é a criação de um mercado para programas de 5 minutos e toca-discos ainda relativamente caros.

Os mini-CDs

Estes também são uma invenção da Philips em associação com a Sony japonesa. Podem ser considerados os equivalentes dos tradicionais "compactos duplos" analógicos, pois permitem a reprodução de até 20 minutos de música e exibem um diâmetro de 3,5" (cerca de 8,9 cm). Seu principal objetivo é permitir a utilização de toca-discos diminutos, até mesmo de bolso; as duas empresas estão prometendo *hardware* e *software* em abundância para essa modalidade de CD, assim que as especificações estiverem finalmente determinadas.

Os DVIs

Nem sempre as invenções são planejadas e amplamente divulgadas ainda no estágio de desenvolvimento. Assim, às vezes surge alguma coisa inesperada, capaz de mudar os rumos da tecnologia e, even-

O PC da Philips juntamente com seus CD-ROMs.

tualmente, nossos padrões de vida. Assim que as técnicas dos discos compactos a laser pareciam estabelecidas e prontas para um processo relativamente longo de sedimentação no mercado, uma verdadeira bomba explodiu em cena.

O cenário foi justamente a segunda conferência anual da Microsoft sobre CD-ROM, no início de março de 1987. A bomba foi lançada por alguém que não se suspeitava estivesse trabalhando com essa tecnologia e diz-se que os executivos da Philips ficaram "surpresos" com o lançamento.

A sigla DVI significa *Digital Vídeo Interactive* e introduziu discos desenvolvidos pelo Centro de Pesquisas David Sarnoff, durante muito tempo um laboratório interno da RCA, depois da General Electric e, atualmente, de uma empresa denominada SRI International. Tanto a GE como a RCA, porém, vão continuar a financiar o projeto, sob a supervisão de sua divisão de pesquisas digitais.

A surpresa dos conferencistas não foi apenas de momento. A tecnologia por trás dos DVIs exibe alguns dados realmente espantosos:

— *Tempo de execução*: 60 a 72 minutos de vídeo digital, com pleno movimento;

— *Meio de gravação*: discos compactos padronizados (12 cm);

— *Formato*: mesmas especificações dos CD-ROMs.

Além disso, o novo sistema pode ser utilizado para reproduzir quadros fixos de alta resolução e gráficos móveis tridimensionais. A inclusão de áudio digital é possível em qualquer aplicação. Todo esse desempenho tornou-se viável graças a novas técnicas de compressão de dados digitais, para as quais já estão sendo desenvolvidos integrados LSI específicos. A qualidade de imagem aproxima-se dos níveis atuais da NTSC e demonstra boa potencialidade de aperfeiçoamento.

O sistema é capaz de reproduzir imagens padronizadas, de 30 quadros por segundo, com uma resolução de 256 por 200 elementos de imagem — a qual pode ser melhorada às custas do número de quadros por disco. Nas demonstrações, os técnicos do Centro Sarnoff preparam uma espécie de viagem turística por ruínas Maia, por meio de várias imagens fixas controladas por *joysticks*, simulando movimentos para frente e para trás em várias velocidades; além disso, foi demonstrada também uma imagem em 360° das ruínas, com possibilidades de controle panorâmico e por *zoom*.

Um confronto?

A introdução dos DVIs, como se diz, veio embolar o meio de campo dos CD-Is. Em termos básicos, o DVI é uma versão do DV-I com vídeo em pleno movimento; mas pode ser considerado também a versão de uma hora de duração dos CD-Vs, se bem que no tamanho padrão dos discos compactos. Em contrapartida, se por um lado o CD-I e o CDV já são produtos prontos, o DVI encontra-se ainda nos estágios iniciais, pois acabou de deixar o laboratório de desenvolvimento.

Talvez ainda leve algum tempo para que essas siglas sejam "embaralhadas" pelo mercado e pelas circunstâncias e demonstrem seu fôlego. De qualquer modo, será no mínimo interessante presenciar o desdobramento e os resultados dessas tecnologias, desenvolvimentos, projetos e tendências.

Fonte: Revista JEI, junho de 1987

Anatomia do laser

2ª parte

Reinaldo Leite
Cebrat Tecnologia Ltda.

Abordaremos nesta etapa o laser de CO_2, verdadeiro "pau pra toda obra": ele fura, corta, funde, aquece, solda, cauteriza, desinfeta, grava, esmalta e sabe-se lá mais o que. É de longe o mais conhecido, devido às suas inúmeras aplicações na indústria

O laser de dióxido de carbono é do tipo molecular, onde as vibrações das moléculas é que proporcionam o mecanismo de operação, muito mais do que as transições de elétrons nas órbitas. A grande razão para o sucesso desse tipo de laser, em uma enorme variedade de aplicações industriais e médicas, está no fato de sua potência poder variar em apenas alguns watts, com uma eficiência razoavelmente elevada, até cerca de 15 kW (no caso dos modelos comerciais). Essa eficiência situa-se na casa dos 10%, tornando-o muito competitivo em termos de custo-benefício. Vamos então ver como é essa "fera" por dentro, passo a passo.

O tubo

Nos lasers de CO_2, o tubo é constituído por um capilar de boro-silicato com 10 a 15 mm de diâmetro, revestido por outro tubo de diâmetro maior, dando origem a uma jaqueta por onde circula água ou qualquer outro líquido de refrigeração. Nas extremidades do capilar existem dois orifícios para entrada e saída de gás, uma vez que esse laser trabalha com um fluxo constante do gás. Fechando as extremidades, tem-se dois tubos sanfonados de metal, onde estão firmemente instalados os dois espelhos (tanto o de saída como o totalmente refletor). Essas juntas metálicas sanfonadas, além de servirem para o posicionamento preciso dos espelhos do laser, atuam também como os eletrodos onde é aplicada a tensão excitadora do gás.

A instalação dos espelhos na parte interna do tubo de CO_2 tem o objetivo de aumentar sua eficiência — já que quase toda a área útil da descarga elétrica pode ficar contida dentro da cavidade ótica formada pelos espelhos. A potência emitida pelo tubo é diretamente proporcional ao seu comprimento, obedecendo a uma relação aproximada de 50 watts por metro. Dentro dele circula uma mistura de gases, na qual o que tem menor participação foi justamente o que o nome ao laser: o dióxido de carbono (CO_2), com apenas 4,5%, cabendo 13,5% ao nitrogênio e 82% ao hélio.

Os espelhos do tubo são normalmente confeccionados a partir de cristais de germânio, podendo ser ambos esféricos ou então um deles plano e o outro esférico. Podem haver, então, duas opções: o espelho parcial plano e o total esférico ou vice-versa, conforme a aplicação do laser. Tais espelhos são "cegos" a outros comprimentos de onda, tendo sua máxima eficiência na região em torno dos 10,6 μm.

Costuma-se acrescentar cerca de 10% de oxigênio à mistura, a fim de torná-la menos corrosiva e aumentar assim a vida útil das partes componentes do tubo, principalmente dos espelhos e das juntas sanfonadas. Ele também provoca uma ligeira redução da potência de saída, que não chega a níveis preocupantes.

A proporção da mistura também pode variar, de um tipo para outro. Alguns lasers experimentais, por exemplo, empregam uma combinação de 6% de CO_2, 29% de nitrogênio e 65% de hélio; mas essas proporções podem ser ainda 9%, 22% e 69%, respectivamente. Tais relações estão ligadas à velocidade do fluxo de gás, ao diâmetro do tubo capilar interno e também à pressão e ao vácuo utilizados na manutenção do fluxo.

No caso dos lasers comerciais, as proporções da mistura são normalmente fornecidas pelo próprio fabricante; na substituição da garrafa de mistura, esta já pode ser adquirida com as proporções corretas para a operação do laser.

Para um tubo de descarga axial, com um fluxo lento, capaz de entregar cerca de 30 W a plena excitação, os valores típicos de partida para pressão e vácuo situam-se em torno de 1,4 bar e 2 mm de mercúrio, respectivamente. A pressão do gás é controlada por uma válvula de agulha conjugada ao controle de corrente (um variac, em geral), no painel principal. Uma bomba de vácuo encarrega-se de remover o gás de dentro do tubo, mantendo sua densidade na faixa ideal; o gás é normalmente "vazado" para o próprio ambiente, não sendo então reaproveitado.

Existem lasers de CO_2, porém, que operam com tubo selado; via de regra, são tubos de cerâmica que trabalham como cavidades ressonantes, onde os espelhos funcionam apenas para devolver os fó-

tons de volta ao meio excitador. Sua pressão interna é mantida por meio de um pequeno reservatório externo de gás, que introduz periodicamente a mistura no tubo, a fim de reativar sua eficiência.

Sistema de refrigeração

O resfriamento de tubos de potência de até 50 W, em média, é feito por um sistema de circuito fechado de água. Não é utilizada água corrente porque o calor irradiado por um tubo de CO_2 não chega a níveis que exijam a troca do refrigerante; faz-se apenas a transferência do calor para o ar ambiente através de um sistema de radiador e ventilador. Costuma-se, porém, adicionar uma substância chamada hidroquinona à água, numa proporção de um para cem.

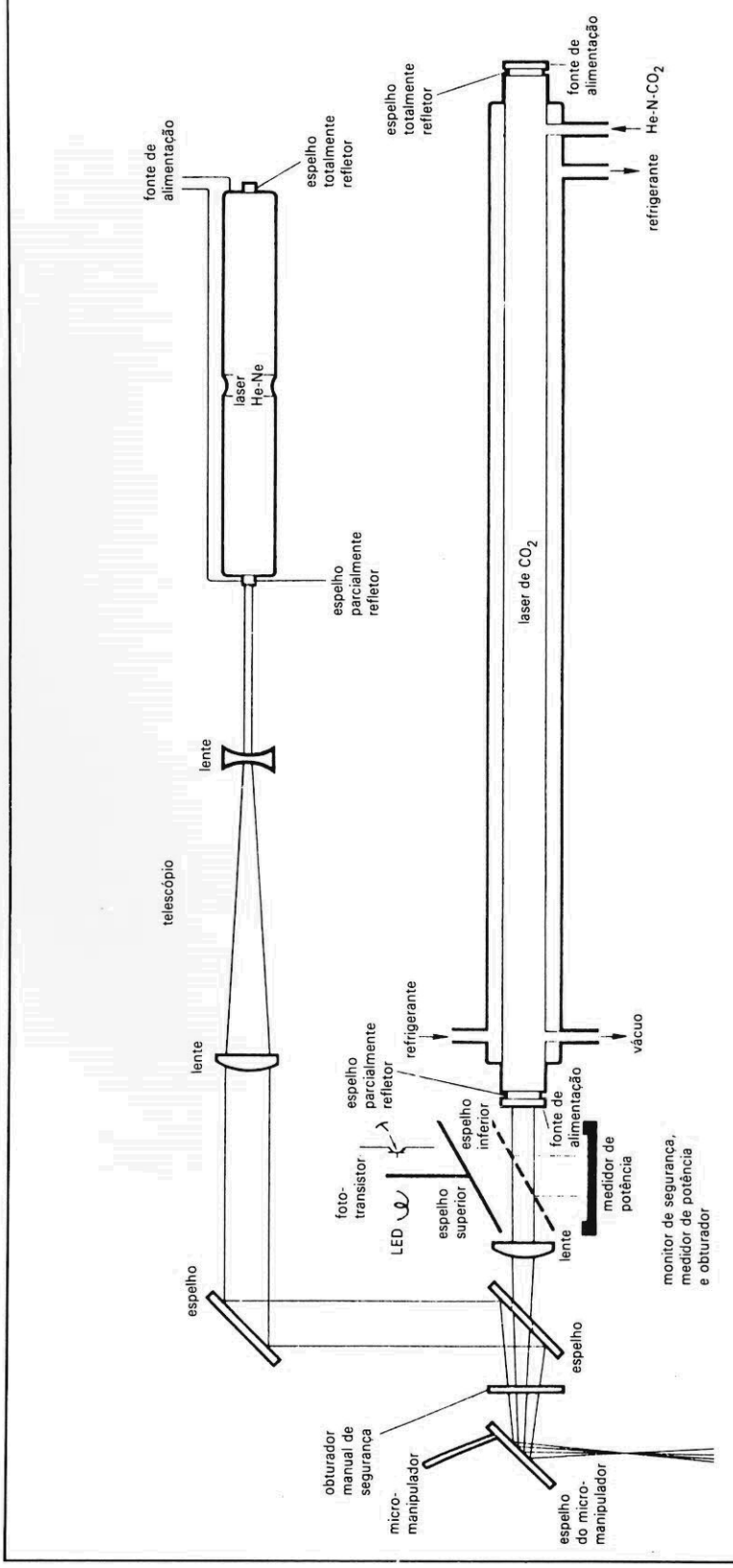
No caso de lasers industriais, com potências maiores, os sistemas de refrigeração tornam-se complexos — exigindo, em certos casos, até gases liquefeitos para se obter um resfriamento eficiente.

Excitação do laser

Excitar um laser de CO_2, no caso de descarga axial com fluxo axial lento, chega a ser bastante simples. Isto é feito, em geral, por transformadores elevadores de tensão, podendo facilmente alcançar a casa dos 15 kV em corrente alternada. As correntes drenadas costumam ser da ordem de 100 mA, dando-se preferência aos transformadores com limitação interna de corrente. A potência de saída é controlada variando-se essa tensão de alimentação.

Os controles mais comuns são os variacs, que não passam de transformadores com variação constante ligados diretamente à rede. Eles controlam a tensão de entrada dos transformadores elevadores, permitindo assim alterar a potência do laser, aumentando ou diminuindo a excitação através da corrente que circula pelo gás. O

figura 1 — Laser de descarga axial e fluxo axial lento, com sistema de alinhamento por feixe de hélio-neon, obturador e sistema de focalização.



consumo de potência da rede é diretamente proporcional à potência entregue pelo laser; no caso de um sistema, digamos, com transformador elevador de tensão, bomba de vácuo, sistema de refrigeração e circuitos auxiliares, esse consumo chega a ser de 2000 W para uma unidade de 30 W de potência. Nos tipos industriais, que obrigatoriamente devem ter potências maiores, o consumo da rede atinge dezenas de milhares de watts.

Focalização

Para serem utilizados, os lasers de dióxido de carbono precisam ser normalmente focalizados, através de lentes confeccionadas em cristal de germânio ou silício. É necessário, além disso, que exista também um feixe-guia para apontar o local exato que vai ser atingido pelo feixe de CO_2; isto porque esse laser opera na região do infravermelho, no comprimento de onda de 10,6 micra, que é invisível. Esse feixe-guia costuma ser emitido por um laser de hélio-neon de baixa potência, dotado de vários dispositivos óticos que fazem os feixes atingir o alvo de forma concêntrica.

Quando se trata de aplicações sobre materiais opacos, de cor não próxima do vermelho, utiliza-se geralmente tubos de hélio-neon emitindo no vermelho. Na área médica, contudo, esses lasers de hélio-neon vermelhos tornam-se um pouco indefiníveis, devido à absorção dessa cor pelos tecidos humanos. Nesses casos usa-se então uma nova geração de tubos hélio-neon, capaz de emitir dentro do espectro da cor verde, em 545 nm; ela permite obter maior contraste para se focalizar o feixe de CO_2 no tecido humano.

Em aplicações industriais, tais como corte, perfuração e solda, o alinhamento do laser com o material a ser processado é feito através de gráficos ou coordenadas, que dispensam a utilização do feixe-guia.

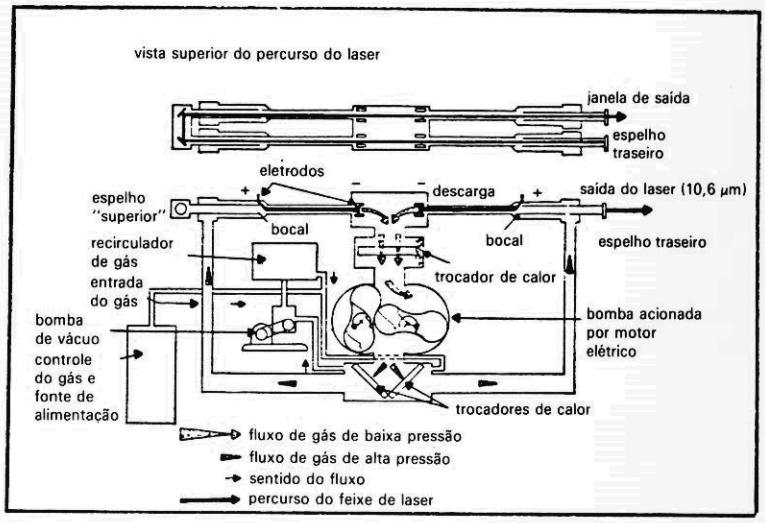
Outras versões do laser de CO_2

Além do modelo de descarga axial e fluxo lento, o laser de dióxido de carbono pode ser encontrado em outras duas versões. A primeira delas também emprega descarga axial mas é de fluxo rápido; a diferença básica entre ele e o de fluxo lento é que a mistura de gás, após atravessar o tubo em alta velocidade, é reciclada através de um trocador de calor. Cada molécula de CO_2 permanece no interior do tubo apenas pelo período necessário para que seja excitada e emita radiação laser, sendo reciclada logo em seguida, antes de retornar ao tubo. Esse tipo de laser pode liberar potências da ordem de 600 watts por metro.

A segunda versão é a de descarga e fluxo rápido transversais, que tira proveito de um fluxo transversal de gás (em relação ao eixo dos espelhos) de 60 metros por segundo. A descarga elétrica atravessa o fluxo transversalmente e se desenvolve entre um catodo refrigerado a água e um anodo segmentado, cada qual com sua própria alimentação. Tensões relativamente baixas podem sustentar as descargas em correntes elevadíssimas, graças à curta distância existente entre anodo e catodo; potências de 600W/m podem ser facilmente atingidas.

O feixe é ricocheteado em vários espelhos, ou seja, passa várias vezes dentro desse fluxo de gás, formando um zigue-zague. Obtém-se, com isso, potências elevadas com dispositivos de pequenas dimensões — tal como 2,5 kW com 1,2 m de percurso entre espelhos, por exemplo.

figura 2 — Laser de descarga axial e fluxo axial rápido.



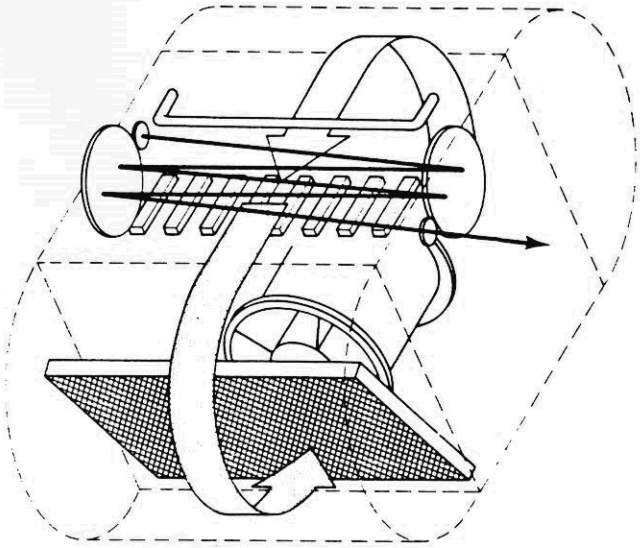
Vida útil e manutenção

O laser de CO_2, por não utilizar catodos aquecidos nem descargas em altas temperaturas, tem sua duração limitada unicamente pelo tempo de vida dos espelhos internos e seus eletrodos, isto é, da corrosão sofrida por esses elementos. O anodo e o catodo costumam sofrer também alguma deterioração, embora muito reduzida. A vida útil desses lasers, portanto, é relativamente longa, não exigindo muita substituição de componentes ou manutenção preventiva — o que os torna muito atraentes, portanto.

A manutenção dos mesmos, porém, é bastante perigosa e deve ser efetuada com muito critério, uma vez que seu feixe é de alta potência e, além do mais, invisível. Devem ser evitadas, por exemplo, quaisquer espécies de superfícies refletoras no local da manutenção; o técnico não deve jamais postar-se em frente ao feixe e, acima de tudo, utilizar óculos de proteção, evitando o risco de dados à retina.

Ao final desta série de artigos, caso seja possível e haja interesse, vamos demonstrar como se pode construir um laser de CO_2 capaz de entregar até 20 W, utilizando componentes facilmente encontrados no mercado nacional, em sua maioria. Até o próximo número, quando veremos os lasers de neodímio, YAG, corante e a semicondutor.

figura 3 — Laser de descarga transversal e fluxo transversal rápido.



Grupo Itautec ganha mais uma empresa

Com o nome de Adiboard e início das operações previsto para outubro deste ano, uma nova empresa da Itaú Tecnologia promete ser a maior fábrica de circuitos impressos profissionais do Brasil. Mas ela trará também uma grande inovação: a tecnologia aditiva de confecção de placas impressas, considerada bem mais eficiente que a subtrativa e com resultados de melhor qualidade. A técnica subtrativa, como se sabe, exige 10 etapas de produção, em média, a partir de placas cobreadas que sofrem decapagem seletiva; na aditiva esse número foi reduzido a apenas 5 etapas, partindo de um substrato sem revestimento (ou seja, não cobreado), que recebe o cobre por deposição química, mas apenas onde ele é necessário.

Segundo porta-vozes da Itautec, além de eliminar várias etapas de fabricação, é possível conseguir placas com furos de menor diâmetro e trilhas mais estreitas e regulares. É a tecnologia mais adequada, ainda segundo a empresa, para a montagem de componentes SMD (montagem em superfície). Além disso, o processo permite obter resultados de alta qualidade mesmo em bases fenólicas, o que tende a baratear bastante o produto final.

A fábrica irá ocupar uma área de 6 mil metros quadrados na cidade de Jundiaí, estado de São Paulo, e terá capacidade de produzir 10 mil metros quadrados de placas por mês. A Adiboard já vai nascer com a garantia de 80% de sua produção reservada pela Ford, que pretende utilizar as novas placas em seus veículos. Quase todo o restante será repassado ao mercado americano, por intermédio da Kollmorgen, sócio minoritário da Itautec nesse empreendimento e detentor da teconologia de impressos aditivos.

Tendências da indústria na Productronica 87

Realizada de 10 a 14 de novembro passado, em Munique, Alemanha Ocidental, a 7ª Feira Internacional de Produção Eletrônica (ou *Productronica 87*) foi um verdadeiro espaço para a apresentação, divulgação e discussão de componentes, equipamentos e processos especialmente voltados para a indústria eletrônica. Eis aqui alguns tópicos interessantes abordados durante o evento:

O futuro da indústria eletrônica — A maioria das previsões para essa área concordam num ponto: a indústria de semicondutores vai dividir-se definitivamente em dois grandes setores, um deles composto por poucas empresas de grande porte, que fornecerão componentes padronizados e raramente poderão levar em conta necessidades individuais. O outro será formado por várias firmas de porte variável, extremamente flexíveis e criativas, capazes de desenvolver produtos parcial ou totalmente "sob medida", em estreita cooperação com seus clientes, para produção em quantidades limitadas; deverão satisfazer, assim, os requisitos de mercados pequenos e altamente especializados.

Este segundo setor não será mais dependente, então, do domínio sobre complexos métodos de produção, a fim de lançar novos produtos no mercado, mas sim do desenvolvimento de soluções eficientes para cada encomenda. E essa tendência já pode ser constatada hoje em dia: numerosos centros de projetos, com o auxílio de ferramentas computadorizadas cada vez mais poderosas, desenvolvem circuitos complexos e funcionais, cuja produção é então delegada a fábricas especializadas, em alguma outra parte do mundo. É claro que essas fábricas, onde o projeto é "transferido" para o silício, enfrentam o constante desafio de produzir circuitos cada vez menores, com uma confiabilidade crescente. Isto, porém, envolve investimento com os quais só algumas companhias sólidas podem arcar, por enquanto.

A chamada tecnologia "submícron", cujo domínio é ainda problemática em nossos dias, terá se tornado coisa corriqueira em torno do ano 2000. Circuitos integrados ainda mais rápidos e densos, com até um bilhão de transistores compactados na área de uma unha, já estão sendo previstos.

Atualmente, não se pode nem mesmo imaginar como tal capacidade potencial será aproveitada; na época, porém, certamente exisitirão meios que apoiem os projetistas no desenvolvimento de circuitos e sistemas.

A importância das "salas limpas" — Os padrões dimensionais vigentes na engenharia de semicondutores e placas impressas de alta precisão exigem um ambiente de produção virtualmente isento de contaminações por poeira, microorganismos, etc. As técnicas convencionais de ar condicionado, mesmo empregando filtros de alta eficiência, estão longe de garantir a necessária pureza do ar; são exigidas, nesses casos, as modernas técnicas de "sala limpa".

Tais técnicas envolvem uma ampla gama de dispositivos, ferramentas e medidas, que são utilizados para proteger processos altamente sensíveis e seus produtos finais contra a contaminação — mesmo de níveis microscópicos de matéria orgânica e inorgânica.

Seguida pela indústria farmacêutica, a de microeletrônica é sem dúvida a mais exigente no que se refere à limpeza e, com base no seu volume de negócios, o usuário mais importante da tecnologia de "sala limpa". De fato, com os padrões de traçado, inferiores a 1 mícron, atualmente encontrados nos circuitos LSI—e particularmente nas memórias —, mesmo uma contaminação mínima pode reduzir drasticamente o rendimento da produção.

As salas limpas são divididas em 5 categorias diferentes, de acordo com as normas alemãs e americanas, cujas designações correspondem ao número máximo de partículas por litro em suspensão. Assim, enquanto o ar em nosso ambiente "normal" contém cerca de 10 a 100 mil partículas por litro, somente uma partícula a cada 30 litros deve ser detectada em salas limpas classe 1 — a maior classificação existente nos EUA.

Automação industrial — Nos últimos cinco anos, a Europa respondeu pelo maior nível de vendas de sistemas de automação industrial, em todo o mundo, com um crescimento anual de 13,9%. Se bem que tenham demonstrado o pior desempenho, com apenas 9,8% anuais de crescimento, os EUA continuam mantendo a maior fatia de mercado, com 50% do total. O mercado internacional para sistemas de automação foi estimado em 35 bilhões de dólares em 1987 e espera-se que se eleve a 57 bilhões em 1991. O setor eletrônico, como o restante da indústria, depende bastante do apoio da automação industrial para manter a competitividade de seus produtos e, ao mesmo tempo, manter as crescentes exigências do mercado.

A discussão em torno de produção automatizada não se baseia apenas em novos processos e terminologias como também na diversidade dos produtos associados, tal como computadores, redes e sistemas que apoiam o processo de tomada de decisão. Sem falar dos robôs, sistemas flexíveis de manufatura, dispositivos de aquisição de dados e equipamentos de teste automático. Uma decisão acertada, nesse sentido, pode significar um mercado maior e um volume vendas crescente; em contrapartida, os consideráveis investimentos necessários representam um risco financeiro que não deve ser subestimado.

As máquinas de automação industrial desenvolvidas na Europa desde 1982 são geralmente mais complexas e, portanto, mais caras que as de origem japonesa. Embora haja mais robôs em utilização no Japão do que em qualquer outro país, muitos deles são sistemas simples, com um custo inferior a 20 mil dólares. Na Alemanha Federal, por exemplo, há mais sistemas de produção complexos do que em qualquer outra parte do mundo, com um valor médio unitário de vários milhões de dólares.

É um tanto difícil, a esta altura, compreender o grau relativamente modesto de automação nas linhas de produção de componentes eletrônicos. Uma das razões talvez seja os complexos processos envolvidos na produção de semicondutores, que em certos casos exigem até 200 passos de produção. De qualquer modo, a indústria de componentes já reconheceu a necessidade de incrementar a automação e vai tirar proveito de eventos como a Productronica para chegar mais próxima de seu objetivo.

elektor eletrônica

Índice geral de 1987

áudio & vídeo	*rev. nº*	*página*
A evolução dos discos compactos a laser	17/18	100
Amplificadores PWM em áudio	14	53
Analisador de espectro em tempo real	17/18	9
Anatomia da gravação digital do áudio — I	13	65
Anatomia da gravação digital do áudio — II	14	59
Áudio controlado pelo toque	17/18	34
Avaliando da inteligibilidade da fala humana	12	56
Avanços e tendências na gravação magnética	9	64
A verdade sobre potência em áudio	12	29
Biphaser: um defasador diferente	15	46
Chave áudio-controlada	12	34
Compressor universal de áudio	9	11
Corrigido a impedância dos alto-falantes	8	41
Distorcímetro de áudio	16	55
Divisor de frequência com fase corrigida	12	45
Filtros Linkwitz	15	20
Gerador de salvas para áudio	15	24
Inversor de cores para vídeo	7	41
Limitador dinâmico de ruído	14	27
Medidor de picos para áudio	11	24
Mini-percussão — I	15	11
Mini-percussão — II	16	43
Mini-percussão — III	17/18	21
Os discos compactos a laser	15	41
Pré duplo para microfones	10	11
Proteção para alto-falantes	12	35
Rumo à super TV	9	55
Semáforo de áudio	13	23
Silenciador para FM	14	65
Sintetização digital do som	9	58
computadores & microprocessadores		
Adaptador para manetes	17/18	72
Alternativas à 2708	17/18	70
Analisador lógico — I	14	18
Analisador lógico — II	15	50
Analisador lógico — III	16	21
Apagador de EPROMs inteligente	12	23
Circuito de potência para μPs	17/18	76
Conector com filtragem	17/18	71
Conexão dupla para RS232	17/18	75
Controle de slides pelo micro	13	51
Conversor A/D para manetes	17/18	79
Conversor paralelo/serial	17/18	77
Expansões MSX — III	8	11
Fonte para programar EPROMs	15	55
IC cards	7	64
Interface com a rede	17/18	72
Memórias de bolhas magnéticas	10	60
Memórias óticas	7	55
Microprocessadores de 16 bits — I	12	50
Microprocessadores de 16 bits — II	13	43
Microprocessadores de 16 bits — III	14	44
Microprogramador de EPROMs	9	36
Ponta de prova para μPs	17/18	67
Programador de EPROMs com Z80	7	50
Proteção para fontes de micros	17/18	74
RAM no lugar de EPROM	9	44
Ritmos (micro)programáveis	8	30
Sistema multichave para micros MSX	17/18	68
2 x 2716 = 2732	17/18	77

Índice geral de 1987

comunicações	*rev. nº*	*página*
Filtro variável para DX	8	20
Gerador de calibração	16	34
Luz nos cabos submarinos	8	58
Morse e RTTY	7	23
Prefixo automático em morse	17/18	48
Rede telefônica doméstica	8	51
Rumo à super TV	9	55
Scrambler: sigilo nas comunicações	7	59
Silenciador para FM	14	65
Sistemas de modulação — I	9	22
Sistemas de modulação — II	10	26
Sobre a ionosfera	13	28
TV via satélite — I	10	56
TV via satélite — II	11	50
TV por satélite no Brasil	11	57
dicas práticas		
Anodização do alumínio	17/18	55
Amplificadores PWM em áudio	14	53
Bancos de resistores impressos	14	41
Como achar curtos em circuitos impressos	12	43
Compensação de frequência nos operacionais	15	34
Corrigindo a impedância dos alto-falantes	8	41
Desacoplamento da alimentação	9	16
Filtros Linkwitz	15	20
Filtros: teoria e prática — I	16	14
Filtros: teoria e prática — II	17/18	92
Indutores na prática	7	52
Interface da HCMOS com outras famílias lógicas	15	57
Medindo sinais em CA	12	11
Os relés eletrônicos	10	20
Potenciômetros personalizados	13	31
Reguladores integrados de tensão — I	9	47
Reguladores integrados de tensão — II	10	46
TUP-TUN-DUG-DUS	13	9
Usando um gerador de pulsos	11	22
digitais		
"Automatize" seu frequencímetro digital	10	32
Chave rotativa eletrônica	15	56
Contador universal de dois dígitos	14	9
Comutador para radiocontrole	11	46
Gerador de clock bidirecional	14	64
Interface para chaves	7	31
Interface da HCMOS com outras famílias lógicas	15	57
Sintetização digital do som	9	58
Sonda lógica	11	36
Testador lógico universal	8	50
fotografia		
Controle de slides pelo micro	13	51
Temporizador para processos fotográficos	16	9
Temporizador para revelação	10	52
medição, teste e bancada		
Analisador lógico — I	14	18
Analisador lógico — II	15	50
Analisador lógico — III	16	21
Baixas frequências sob medida	12	31
Comparador de tensões	10	45
Detector de metais	17/18	29
Fonte simétrica	8	44

elektor eletrônica

elektor eletrônica

Índice geral de 1987

medição, teste e bancada	*rev. nº*	*página*
Gerador de pulsos com 555	7	31
Gerador de pulsos programável	9	35
Gerador de salvas para áudio	15	24
Gerador de pulsos sofisticado	11	14
Gerador de varredura	7	15
Indicador de tolerância para resistores	12	41
Introdução às fontes CC	17/18	24
Medidor de picos para áudio	11	24
Medindo sinais em CA	12	11
Osciloscópios de armazenagem	7	11
Pré-ajuste para o gerador de funções	13	26
Simples comparador de faixa	8	44
Sonda lógica	11	35
Testador lógico universal	8	50
Testador definitivo para transistores	13	13
Testador trifásico	10	41
Teste de continuidade	10	44
Traçador de curva para transistores	9	20
Usando um gerador de pulsos	11	22
Wattímetro analógico	12	15
microeletrônica		
Memórias óticas	7	55
Os componentes SMD	7	46
Os limites do silício	11	30
Tudo sobre as memórias de bolhas magnéticas	10	60
montagens diversas		
Alarme para automóveis	9	41
Controle múltiplo para estrobo	11	41
Conversor CA/CC	8	45
Cortador de polistireno	7	30
Detector de passagem pelo zero	16	32
Limitador de dissipação	10	35
Protetor de fusíveis	9	29
Regulador de tensão discreto	12	36
Sensor indutivo	14	34
Temporizador para longos períodos	16	33
tecnologia & informação		
A história das válvulas	12	19
A revolução das baterias flexíveis	11	11
Anatomia do laser: argônio	16	61
Anatomia do laser: CO_2	17/18	105
Baterias de lítio	7	32
Fotônica: princípio e técnicas	8	46
Laser: tipos e aplicações	15	27
Microscópio de varredura por tunelamento	8	9
O computador humano	14	23
O que é potência?	9	32
Propulsão elétrica para satélites	8	16
RMN na medicina	14	15
Sensores de campos magnéticos	8	28
Sistemas PLL	10	13
Toda a potência do laser excimer	17/18	17
Transformadores toroidais	11	28
Visores de cristal líquido	17/18	80
erratas		
Indutores na prática (nº 7, pág. 52)	11	37
Traçador de curvas para transistores (nº 9, pág. 20)	11	37

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

DEPOIMENTO

Por vezes questiono a condição do técnico profissional, do projetista ou até do engenheiro ligado à eletrônica em geral (...) Os caminhos trilhados pelo técnico ou profissional ligado à eletrônica, no Brasil, são árduos, penosos e, muitas vezes, gratificantes a nível quase exclusivamente de realização pessoal. É raro que tenham o devido mérito aqui; conseqüência, talvez, da política ostracista na qual o país se encontra nos últimos anos.

Quem não leu as publicações da Apollon Fanzeres, por exemplo? Quando ainda engatinhávamos na eletrônica a nível popular, esse técnico brindou hobistas e outros técnicos com publicações em papel jornal, minimizando o custo de material e fornecendo dados técnicos de equipamentos comerciais, dificilmente encontrados até em publicações estrangeiras (...) Pergunto-lhes: teve Apollon Fanzeres algum reconhecimento por parte de entidades governamentais ligadas à tecnologia? Teve ele algum incentivo por parte dos próprios técnicos? Foi um inovador, um pioneiro, hoje esquecido.

Na área da eletrônica aplicada, o que mais faço é ler publicações e arriscar algumas montagens na parte de áudio e — raramente — na digital. O custo dos componentes tem, sem dúvida, caído proporcionalmente; é certo que o poder aquisitivo acaba deixando-os mais caros e, consequentemente, fica o hobista preso a montagens simples, pouco dispendiosas e — normalmente — inúteis (...)

Posso ter dado a sensação de ser exigente, mas a nossa realidade é uma só: estamos muito atrasados na área da eletrônica, principalmente a nível popular. Não conhecia a Elektor como publicação internacional, mas pelo que tenho lido nas cartas dos leitores verifiquei que alguns circuitos já publicados mundialmente ainda não chegaram aqui, porque ainda não são encontrados no mercado certos componentes necessários à realização dos mesmos. Ora, se já existem publicações de circuitos no exterior e são de circulação normal, devo concluir que os circuitos já não têm interesse comercial, talvez por existirem equipamentos comerciais mais versáteis e complexos; o que não tira o mérito do circuito publicado, que pode ser mais eficiente e interessante que o comercial para o técnico montador ou hobista, tanto no custo como no desempenho. Não somos todos capazes de realizar montagens experimentais, por motivos variados, o que torna praticamente impossível que a realização caseira venha afetar a comercialização de um equipamento profissional. Por quê, então, não temos esses componentes em nosso mercado? Não são obsoletos é certo; já não são difundidos no exterior a nível até de uso por hobistas?

É certo que sabemos as respostas e sua origem é basicamente política. Fica aqui manifestado meu profundo respeito à equipe de Elektor Eletrônica no Brasil, pelo mesmo espírito inovador e pioneiro que me faz lembrar Apollon Fanzeres. Estamos novamente engatinhando na eletrônica digital e precisamos partir para novos projetos, novos experimentos. Tanto os circuitos e montagens experimentais como os artigos técnicos da Elektor "tupiniquim" trazem algo de novo, ainda desconhecido, para técnicos, hobistas e até profissionais de eletrônica (...)

A eletrônica nos acorda pela manhã, informa as condições climáticas ao produtor que fornece nosso alimento no transcorrer do dia, nos atualiza sobre os fatos mundiais, melhora as condições do transporte coletivo ou individual, nos dá melhores condições de trabalho e, por vezes, é a responsável direta por nossos empregos; viabiliza novas formas de lazer, permite a manutenção de nossa saúde mental e física, ilumina nossas casas à noite e, em certos casos, auxilia-nos até no repouso noturno. Está conosco vinte e quatro horas por dia.

Meu mais profundo respeito àqueles que, por iniciativa pessoal ou conjunta, levam a técnicos, hobistas e profissionais as mais recentes novidades dessa ciência por vezes milagrosa.

Luiz Cláudio Vieira
Petrópolis — RJ

DÚVIDAS & CONSULTAS

Devo primeiramente congratulá-los pela excelente revista que vêm publicando; apesar de não ser assinante, nunca perdi um número e ainda fico aguardando todo mês por mais montagens interessantes.

Minha dúvida se refere ao artigo dos filtros Linkwitz. Pretendo montar um divisor de 24 dB por oitava, com cortes em 500 e 5000 Hz; o problema é que no circuito sugerido por vocês os valores dos componentes não batem com os fornecidos na tabela, nem com aqueles calculados pelas fórmulas. Pergunto então por quais valores devo optar para obter um divisor com as características desejadas.

José Eduardo M. A. Prado
São Paulo — SP

Veja bem, José Eduardo, é tudo questão de utilizar os valores adequados de resistências e capacitâncias. O divisor que você pretende montar corresponde exatamente ao esquema da figura 4 (do artigo "Filtros Linkwitz", Elektor nº 15, pág. 20); portanto, pode confeccioná-lo sem medo, pois os valores estão calculados corretamente. Explicando: de acordo com a Tabela 1, os capacitores da rede passa-baixas de 24 dB/8ª, por exemplo, são determinados por

$$C_A = C_C = \sqrt{2}/2\pi fR$$
$$C_B = C_D = 1/2\sqrt{2}\pi fR$$

Observe agora a figura 4 e veja que o valor de "R", no caso, é de 15 k; experimente substitui-lo nas duas

correio

fórmulas e comprove que os valores de 15 e 30 nF estão corretos. O mesmo vale para as demais seções divisoras do circuito.

Dê agora uma boa espiada na Tabela 2, mais especificamente na coluna da rede passa-baixas de 24 dB/8ª; você já deve ter notado que o valor de "R", desta vez, é 5,6 k, o que dá origem a uma série de valores diferentes de capacitância. É que embora não esteja explicitado no texto, essa segunda tabela traz os valores de "R" (para a seção passa-baixas) e "C" (para a passa-altas) idênticos ao do "Divisor Ativo de Freqüências", que apareceu na Elektor nº 5.

Em conclusão, o esquema da figura 4 é mais adequado para montadores que, como você, ainda não tenham confeccionado o primeiro divisor; e a Tabela 2 é dirigida principalmente àqueles que o haviam montado e pretendem aperfeiçoá-lo através dos filtros Linkwitz, mas alterando o menor número possível de componentes.

Antes de mais nada, deixem-me parabenizá-los por essa maravilhosa revista Elektor Eletrônica, que sem dúvida está espetacular. Está tudo ótimo, desde os artigos até a impressão; não mexam em nada, pelo amor de Deus.

Gostaria de dar algumas sugestões e tirar uma dúvida em relação a um esquema que pretendo montar. Quanto às sugestões, gostar de ver artigos para montar uma TV branco e preto, um relógio digital, um módulo receptor de AM/FM estéreo e um transceptor com alcance de 500 metros.

Agora uma pequena dúvida: sou proprietário de um microcomputador Dismac (linha Apple) e gostaria de saber se o circuito publicado na revista nº 9, pág. 44 (RAM no lugar de EPROM) funciona nesse tipo de máquina. Como gravaria o programa nela? Só digitando o programa já o teria na memória improvisada? Daria para colocá-la no lugar da EPROM já existente no micro? Programas de fitas cassetes e disquetes entrariam sem problemas? Pretendo montar cartuchos, onde cada um teria um programa diferente. Por fim, onde posso "pegar" o ponto NWDS?

Dalcio Crozera Momesso
Jaú — SP

Segundo o próprio artigo, Dalcio, a substituição da EPROM por RAMs não depende do computador em que a memória está instalada. Em outras palavras, se a montagem for bem feita, o micro vai "enxergar" as RAMs como uma EPROM verdadeira e tudo estára bem. Quanto à gravação e utilização plena dessa memória improvisada, porém, acreditamos que deve ficar sob responsabilidade de cada montador, pois é uma montagem que exige uma boa dose de experiência e são muitos os modelos de micro do mercado.

De qualquer modo, podemos lhe adiantar algumas dicas básicas. Lembre-se, antes de mais nada, que não adianta retirar de seu computador a EPROM que contém o software residente e trocá-la pelas RAMs, pois ele não saberá mais o que fazer. Existe realmente uma forma de programar essas memórias dentro de seu micro, mas isto exige um conhecimento razoavelmente profundo de assembler e das interrupções de hardware e software do computador. O melhor, talvez, seja apelar para a montagem "Expansão de EPROMs" (Elektor nº 1), pela qual é possível fazer suas programações com mais facilidade, mas fora do computador. Não hesite em pedir ajuda a um colega ou técnico com bons conhecimentos de informática, caso sinta necessidade.

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "Míni-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

- Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
- Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
- Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
- A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
- Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Vendo, troco e compro componentes e esquemas — Elyéber S. Costa da Silva; R. Brigadeiro Torres, 1485, Fortaleza, CE, CEP 60.520, fone (085) 225-4132.

Compro esquemas e informações sobre o oscilador Kron Laite modelo 4100; e informações sobre o tubo RCA para osciloscópio modelo CRC-7CPI — Ataide Teodoro Gomes; caixa postal 1126, Londrina, PR, CEP 86.001.

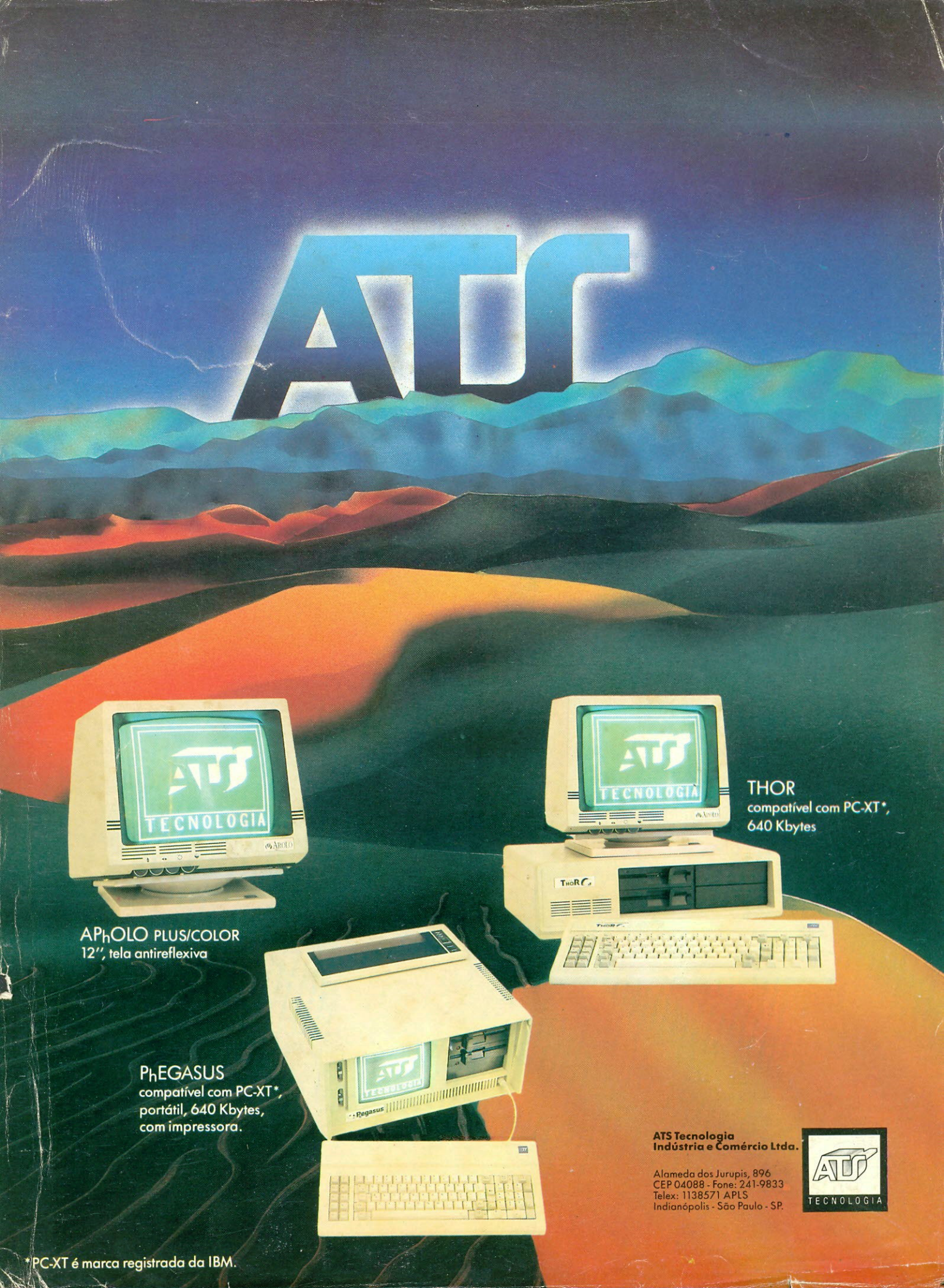
Vendo placa CPU de Apple semimontada e multímetro digital; tenho também peças para eletrônica de alta potência — Daltro Coutinho; R. Padre Anchieta, 890, Videira, SC, CEP 89.560.

Vendo componentes eletrônicos (*displays*, CIs digitais, LEDs, diodos, transistores, etc). — Jones José Censi; R. Macapá, 460, S. José dos Campos, SP, CEP 12.235, fone (0123) 31-5469.

Compro esquema do telefone sem fio MEG 8000 — Waldir Roudão; R. Alfredo Guedes, 1949, sala 310, Piracicaba, SP, CEP 13.400, fone: (0194) 34-0538.

Vendo luz intermitente; ótima sugestão para o Natal, decoração de lojas e vitrines — José Dias de Carvalho; R. Jaci Arnoni, 32, S. Paulo, SP, CEP 02374, fone (011) 203-2755.

Mini-anúncios Elektor — Al. dos Jurupis, 896 — 4º andar — CEP 04088 — S. Paulo — SP


ATS
TECNOLOGIA
APhOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
PhEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

SOM EM ALTA FIDELIDADE NOVIK para você montar

MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3 Com perfeita regulagem dispensam o ajuste m O máximo em qualidad

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!
7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK